



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

## NELINEÁRNÍ OBVODY S ŘÍZENÝMI PROUDOVÝMI ZDROJI

NON-LINEAR CIRCUITS WITH CONTROLLED CURRENT SOURCES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JAN DOLÁK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. DAVID KUBÁNEK, Ph.D.

BRNO 2010



**VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií**

**Ústav telekomunikací**

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Telekomunikační a informační technika**

**Student:** Bc. Jan Dolák

**ID:** 78497

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2009/2010

## NÁZEV TÉMATU:

**Nelineární obvody s řízenými proudovými zdroji**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou nelineárních obvodů, jako jsou např. přesné usměrňovače, funkční měniče, okrajovače apod. Dále prostudujte moderní aktivní obvodové prvky pracující v proudovém či smíšeném módu, zejména různé druhy zdrojů proudu řízených proudem. Aplikujte tyto aktivní prvky ve stávajících nelineárních obvodech, případně se pokuste navrhnout nové, které jsou vhodné pro vysokofrekvenční aplikace. Analyzujte vliv reálných vlastností nelineárních a aktivních prvků na funkci obvodů. Zejména se zaměřte na vliv závěrné zotavovací doby diod. Vybrané zapojení prakticky zkonstruujte a proveďte měření.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Toumazou, C., Lidgley, F. J., Chattong, S. High frequency current conveyor precision full-wave rectifier. Electronics Letters, 30, No. 10, 1994, s. 745 - 746
- [2] Stephan, J. G. G., Maundy, B. Versatile Precision Full-Wave Rectifiers for Instrumentation and Measurements. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 56, No. 5, October 2007, s. 1703 - 1710
- [3] Spencer, R. R., Ghausi, M. S. Introduction to Electronic Circuit Design. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ 2003
- [4] Kubánek, D., Vrba, K., Koton, J. Current- Mode Rectifiers and Analysis of Diode Reverse Recovery Time Influence. In Proceedings International Conference TSP 2009. Budapest, 2009

**Termín zadání:** 29.1.2010

**Termín odevzdání:** 26.5.2010

**Vedoucí práce:** Ing. David Kubánek, Ph.D.

**prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.**

*Předseda oborové rady*

## Abstrakt

Tato diplomová práce pojednává o problematice nelineárních obvodů. V úvodu práce jsou popsány základní možnosti řešení nelineárních obvodů. Dále jsou uvedeny základní informace o moderních proudových aktivních prvcích, jako jsou například proudové sledovače, proudové operační zesilovače a proudové konvejory. V další části diplomové práce je probírána problematika reálných vlastností polovodičových diod, hlavní pozornost je věnována závěrné zotavovací době.

V diplomové práci jsou popsány tři různé typy obvodů s nelineárními prvky. Prvním typem obvodů jsou obvody diodových přesných usměrňovačů, nejvíce jsou prozkoumány dvoucestné usměrňovače obsahující napěťové operační zesilovače, proudové sledovače a další aktivní prvky popsané v předchozích kapitolách. Pro každý z těchto obvodů byly provedeny simulace v programu PSpice, aby byly zjištěny jejich vlastnosti. Následně je věnována pozornost zvyšování maximální zpracovávané frekvence. Také je hledána minimální potřebná velikost vstupních signálů obvodů.

V následující části jsou zpracovány dva návrhy diodového funkčního měniče, funkční měnič s napěťovým operačním zesilovačem a funkční měnič s proudovým sledovačem. Pro oba navržené funkční měniče byly provedeny simulace pro zjištění jejich skutečných vlastností.

Třetí zkoumaný typ nelineárních obvodů jsou různé druhy napěťových a proudových diodových okrajovačů, ze kterých jsou blíže zkoumány horní, dolní a oboustranné okrajovače. Pro všechny zkoumané obvody okrajovačů byly opět provedeny simulace a byla zkoumána jejich funkčnost a problémy spojené s jejich využitím pro okrajování signálů s vysokými frekvencemi.

V poslední části práce je popsána praktická realizace obvodu přesného usměrňovače, který se ze všech zkoumaných obvodů vykazoval nejlepší schopností zpracovávat vysoké frekvence signálů. Tento obvod byl realizován pro možnost použití v proudovém režimu a ve smíšeném režimu. Získané hodnoty reálných obvodů byly následně srovnávány s hodnotami získanými ze simulací příslušných obvodů.

## Klíčová slova

Proudový sledovač, proudový operační zesilovač, okrajovač, přesný usměrňovač, funkční měnič, proudový konvektor.

## **Abstract**

This thesis treats of problems of nonlinear circuits. In introduction the basic possibilities of solving nonlinear circuits are described. Then the basic information on modern current active elements is mentioned, for example current follower, current operational amplifier and current conveyor. In the next part of this thesis the problem of real characteristics of semiconductor diodes is described, major attention is focused on reverse recovery time.

Three various types of circuits with nonlinear elements are described in this masters thesis. The first type of circuits are diode precision rectifiers, the full-wave rectifiers containing voltage operational amplifier are most explored, current follower and other active components are described in previous chapters. Simulations in PSpice were executed for each of these circuits. Then the attention was devoted to increase of maximum working frequency. The minimum necessary amplitude of input signal was also analyzed.

In the following part two designs of diode function converters are processed, function converter with voltage operational amplifier and function converter with current follower. For each of the diode function converters designed, simulations were executed to find their real properties.

The variety of diode voltage limiters and diode current limiters are the third type of nonlinear circuits described, from which the upper limiter and double limiter are investigated in more detail. Simulations were executed for all limiters and their functionality and problems connected with their usage for limitation of high frequency signals were analyzed.

In the last part of the thesis there is described the practical realization of precise rectifier, which showed the best ability to process high frequency signals of all investigated circuits. This circuit was realized so that it is able to operate in current and mixed mode. Measured values of real circuits were compared with values gained from the simulations.

## **Keywords**

Current follower, current operational amplifier, limiter, precise rectifier, function converter, current conveyor.

## **Bibliografická citace práce**

DOLÁK, J. *Nelineární obvody s řízenými proudovými zdroji*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 64 s. Vedoucí diplomové práce Ing. David Kubánek, Ph.D.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Nelineární obvody s řízenými proudovými zdroji jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení §152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

.....

podpis autora

# Obsah

1 Úvod.....	11
2 Nelineární obvody.....	12
3 Metody analýzy.....	13
3.1 Grafická metoda řešení nelineárních obvodů.....	13
3.1 Metody analytické.....	14
3.1.1 Metoda linearizace diferenciálních rovnic .....	15
3.1.2 Metoda pomalu se měnících amplitud.....	15
3.1.3 Kvazilineární metoda.....	15
3.1.4 Metoda stavových rovnic.....	16
3.2 Numerická metoda.....	16
4 Proudové sledovače CF.....	17
4.1 Výcevýstupový proudový sledovač MO-CF.....	17
5 Proudové operační zesilovače COA.....	19
5.1 Náhrada klasického VFOA proudovým operačním zesilovačem COA.....	20
6 Proudové konvejory.....	21
6.1 Univerzální proudový konvektor (UCC).....	22
7 Vlastnosti polovodičových diod a jejich vliv na návrh a činnost obvodů.....	24
7.1 Závěrná zotavovací doba diod. ....	24
7.2 Aproximace voltampérové charakteristiky diody.....	25
8 Přesné usměrňovače.....	27
8.1 Jednocestný přesný usměrňovač .....	27
8.2 Dvoucestný přesný usměrňovač s operačním zesilovačem.....	28
8.3 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovými konvejory.....	29
8.4 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovým sledovačem.....	30
8.5 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovým operačním zesilovačem.....	32
8.6 Porovnání jednotlivých typů přesných usměrňovačů.....	33
9 Funkční měniče.....	34
9.1 Funkční měnič s operačním zesilovačem.....	34
9.2 Diodový funkční měnič s proudovým sledovačem.....	38
10 Okrajovače.....	42
10.1 Invertující dolní napěťový okrajovač s VFOA.....	42
10.2 Invertující oboustranný napěťový okrajovač s VFOA.....	44
10.3 Horní proudový okrajovač s CF.....	45
10.4 Proudový oboustranný okrajovač s CF.....	47
11 Experimentální měření a zhodnocení výsledků.....	49
11.1 Přesný dvoucestný usměrňovač v proudovém režimu.....	50
11.2 Přesný dvoucestný usměrňovač ve smíšeném režimu.....	53
12 Závěr.....	56
13 Literatura.....	58
14 Přehled použitých zkratk, veličin a symbolů.....	59

## Seznam obrázků

Obr. 3.1	Zatěžovací charakteristika skutečného zdroje napětí.....	13
Obr. 3.2	Zjednodušování sériově zapojených nelineárních prvků, a) Schématické zjednodušení , b) Volt ampérová charakteristika postupu zjednodušování. ....	14
Obr. 3.3	Společné zakreslení voltampérové a zatěžovací charakteristiky.....	14
Obr. 3.4	Aproximace charakteristik nelineárního průběhu přímkovými úseky.....	15
Obr. 4.1	Proudové zrcadlo se dvěma tranzistory NPN. ....	17
Obr. 4.3	Makromodel výcevýstupového proudového sledovače.....	18
Obr. 5.1	Schématické značky různých typů proudových operačních zesilovačů.....	19
Obr. 5.2	Makromodel výcevýstupového proudového sledovače.....	19
Obr. 5.3	Nahrazení OZ nulorovým modelem.....	20
Obr. 5.4	Převod nulorového modelu na proudový OZ.....	20
Obr. 6.1	Obecný tříbranový proudový konvektor.....	21
Obr. 6.2	Schématická značka UCC.....	23
Obr. 7.1	Zapojení jednoduchého uzavřeného obvodu s polovodičovou diodou.....	24
Obr. 7.2	Průběh proudu diodou $i_D$ při přechodu diody do závěrné polarity.....	24
Obr. 7.3	Aproximace charakteristiky diody posunutou exponenciální funkcí. ....	25
Obr. 8.1	Jednocestný usměrňovač s VFOA.....	27
Obr. 8.2	Dvoucestný usměrňovač s VFOA.....	28
Obr. 8.3	Průběh výstupního a ideálně usměrněného napětí dvoucestného usměrňovače s VFOA.....	28
Obr. 8.4	Dvoucestný usměrňovač s proudovými konvektory.....	29
Obr. 8.5	Průběh výstupního a ideálně usměrněného napětí dvoucestného usměrňovače s proudovými konvektory.....	29
Obr. 8.6	Dvoucestný usměrňovač s proudovým sledovačem.....	30
Obr. 8.7	Průběh výstupního a ideálně usměrněného proudu usměrňovače s CF v proudovém režimu.....	31
Obr. 8.8	Průběh výstupního a ideálně usměrněného proudu usměrňovače s CF ve smíšeném režimu.....	31
Obr. 8.9	Dvoucestný usměrňovač s proudovým operačním zesilovačem.....	32
Obr. 8.10	Průběh výstupního proudu usměrňovače s COA.....	32
Obr. 9.1	Schéma diodového funkčního měniče s operačním zesilovačem.....	34
Obr. 9.2	Převodní charakteristika diodového funkčního měniče.....	35
Obr. 9.3	Odporový dělič napájený ze dvou stran napětím $U_{vst}$ k a - Uref.....	36
Obr. 9.4	Průběh vstupního a výstupního napětí funkčního měniče při $f = 12,5$ kHz.....	36
Obr. 9.5	Průběh vstupního a výstupního napětí funkčního měniče při $f = 250$ kHz.....	37
Obr. 9.6	Diodový funkční měnič s proudovým sledovačem.....	38
Obr. 9.7	Převodní charakteristika diodového funkčního měniče.....	40
Obr. 9.8	Průběhy vstupního a výstupního signálu měniče pro $f = 500$ kHz .....	41
Obr. 10.1	Invertující dolní napěťový okrajovač s VFOA.....	42
Obr. 10.2	Převodní charakteristika invertujícího dolního okrajovače.....	43
Obr. 10.3	Průběhy vstupního a výstupních signálů dolního napěťového okrajovače... ..	43
Obr. 10.4	Invertující oboustranný napěťový okrajovač s VFOA.....	44
Obr. 10.5	Převodní charakteristika invertujícího oboustranného okrajovače.....	44
Obr. 10.6	Průběhy vstupního a výstupních signálů oboustranného napěťového	



okrajovače.....	45
Obr. 10.7 Horní proudový okrajovač s CF.....	45
Obr. 10.8 Převodní charakteristika proudového horního okrajovače.....	46
Obr. 10.9 Průběhy vstupního a výstupních signálů horního proudového okrajovače....	46
Obr. 10.10 Proudový oboustranný okrajovač s CF.....	47
Obr. 10.11 Převodní charakteristika proudového oboustranného okrajovače.....	47
Obr. 10.12 Průběhy vstupního a výstupních signálů proudového oboustranného okrajovače.....	48
Obr. 11.1 Zjednodušené zapojení převodníku U/I.....	49
Obr. 11.2 Převodní charakteristika převodníku U/I.....	50
Obr. 11.3 Převodní charakteristika usměrňovače v proudovém režimu.....	51
Obr. 11.4 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při $f = 1$ MHz.....	51
Obr. 11.5 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při $f = 3$ MHz.....	52
Obr. 11.6 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při $f = 5$ MHz.....	52
Obr. 11.7 Převodní charakteristika usměrňovače ve smíšeném režimu.....	53
Obr. 11.8 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při $f = 100$ kHz.....	54
Obr. 11.9 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při $f = 1$ MHz.....	54
Obr. 11.10 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při $f = 3$ MHz.....	55

## Seznam tabulek

Tab. 6.1	Typy proudových konvektorů odvozených z GCC.....	22
Tab. 8.1	Parametry zapojení dvoucestných přesných usměřovačů.....	33
Tab. 9.1	Hodnoty rezistorů a napětí funkčního měniče.....	37
Tab. 9.2	Krajní hodnoty proudů aproximačních úseček převodní charakteristiky.....	39
Tab. 9.3	Hodnoty rezistorů funkčního měniče.....	40

# 1 Úvod

V dnešní době snad již nenajdeme elektronické zařízení, které by neobsahovalo nelineární prvky nebo obvody. Nelineární prvky se používají pro usměrnění a stabilizaci napětí, zesilování signálů, úpravu tvaru signálů a ke spoustě dalších funkcí. Existuje mnoho druhů nelineárních prvků a každý z nich se vykazuje svými specifickými vlastnostmi, kterých se využívá k úpravám elektrických signálů. Bohužel ne všechny vlastnosti nelineárních prvků jsou pro úpravy signálů žádané. Díky některým nechtěným vlastnostem nelineárních prvků vznikají v obvodech s nimi nežádoucí jevy, které omezují rozsah použitelnosti těchto obvodů. Proto se vždy při sestavování nelineárních obvodů snažíme navrhnout obvod tak, aby se tyto parazitní jevy projevovaly co možná nejméně.

V úvodu této práce se budu zabývat základní problematikou řešení nelineárních obvodů, proberu různé metody řešení těchto obvodů. U každé z metod krátce vysvětlím princip a možnosti použití. Dále podrobně rozeberu několik typů nelineárních obvodů, zejména se zaměřím na přesné usměrňovače a funkční měniče, u kterých se pokusím využít moderní proudové aktivní prvky.

Nejdříve se zaměřím na přesné usměrňovače napětí a proudů. U každého ze zmiňovaných obvodů budu analyzovat jeho chování a pokusím se najít nejvhodnější nastavení jeho parametrů, aby co možná nejlépe plnily svůj účel. Mým hlavním cílem při úpravách obvodů bude zmenšit vliv závěrné zotavovací doby u nelineárních prvků. Také se pokusím zjistit mezní možnosti jejich použití. V další kapitole podrobněji popíšu zapojení funkčních měničů, které pro svou funkci využívají nelineárních vlastností polovodičových diod, operačních zesilovačů a proudových sledovačů. Pro tato zapojení vypočítám potřebné hodnoty součástek a ověřím jejich funkčnost pomocí simulací v programu PSpice. V následující kapitole popíšu různé druhy napět'ových a proudových okrajovačů a provedu jejich simulace. Poslední částí mé práce bude praktická realizace přesného usměrňovače a porovnání jeho vlastností s hodnotami získanými ze simulací.

## 2 Nelineární obvody

Je mnoho funkcí, které nelze uskutečnit pomocí lineárních obvodů, například usměrňování, modulace, násobení kmitočtu a jiné, proto vznikly prvky a obvody jejichž charakteristiky jsou záměrně nelineární. Nelineární obvody se mohou vyskytovat v mnoha variantách a složitostech. Nelineárním obvodem může být obyčejná usměrňovací dioda, nebo obvod složený ze stovek tranzistorů, diod, operačních zesilovačů a jiných součástek.

Nelineární obvody můžeme rozdělit na dvě základní skupiny [1]. Do první skupiny se řadí obvody, jejíž nelinearita je způsobena parazitními vlastnostmi daného obvodu. Tyto jevy způsobují parazitní kapacity, vodivosti a indukčnosti, které mohou vznikat při integraci polovodičových prvků, nevhodným návrhem desky plošných spojů a mnoha dalšími způsoby. Tyto nelinearity jsou značně nežádoucí a snažíme se jich tedy zbavit nebo alespoň co nejvíce omezit. Velikost některých parazitních jevů můžeme ovlivnit například vhodným typem zapojení, velikostí hodnot použitých součástek a jejich vhodným výběrem. Jiné jako například vlastnosti vnitřního zapojení daného integrovaného obvodu ovlivnit nemůžeme.

Druhou velice důležitou skupinu pak tvoří obvody se záměrně vytvořenou nelinearitou. Jedná se hlavně o polovodičové prvky, které jsou konstruovány tak aby jejich charakteristiky obsahovaly určitý typ nelinearity. Některé z těchto prvků jsou vytvořeny pro speciální účel jako například tyristor nebo triak, jiné mají všestranné použití. Většina z těchto prvků jsou integrované obvody, jejíž vnitřní struktura je velmi složitá, skládající se z mnoha lineárních a nelineárních prvků, jako jsou diody, tranzistory a jiné. Zavedení záměrných nelinearit však také způsobuje, že vznikají další nelinearity, které způsobují nechtěné vlastnosti takovýchto prvků.

Pro odstranění některých nedostatků nelineárních obvodů se používají například operační zesilovače fungující jako diferenciální napěťové zesilovače s vysokým ziskem. Díky rozvoji analogové techniky se nabízejí i další možnosti jak potlačit nežádoucí jevy, které vznikají v nelineárních obvodech. Je to hlavně použití proudových operačních zesilovačů a také proudových konvektorů nebo proudových sledovačů. Přestože je vnitřní obvodová struktura takovýchto prvků velmi složitá, mají tyto prvky mnoho výhod oproti klasickým operačním zesilovačům.

### 3 Metody analýzy

Ať je obvod jakkoli složitý, je třeba stanovit jeho základní vlastnosti, k tomu je možné využít různé metody řešení [1],[2]. Řešení lineárních obvodů je poměrně snadné, neboť je u nich možné použít metodu superpozice a tím rozdělit složitý elektronický obvod na dílčí obvody, které jsou lehce řešitelné. Tato metoda se však nedá použít pro řešení nelineárních obvodů, protože k řešení je nutné znát nelineární diferenciální rovnice popisující daný obvod.

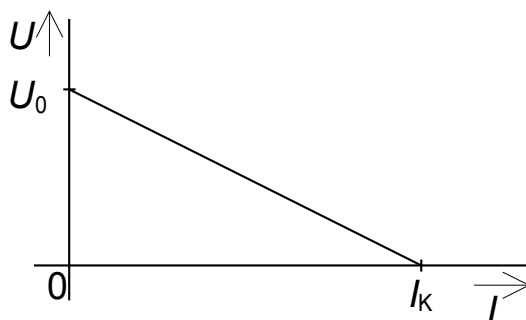
Jelikož známe jen několik málo typů nelineárních diferenciálních rovnic, jejíž řešení lze napsat v uzavřeném tvaru je řešení takovýchto obvodů velmi obtížné. Proto se pro řešení nelineárních obvodů volí různé metody řešení podle toho, co potřebujeme v daném obvodu zjistit např. přechodný stav, ustálený stav, stabilitu. Žádná z metod není univerzální a je tedy nutné pro daný problém zvolit vhodnou metodu. Jedno z možných rozdělení metod řešení nelineárních obvodů je popsáno zde:

#### 3.1 Grafická metoda řešení nelineárních obvodů

U grafické (graficko-početní) metody [1] se vychází z graficky vyjádřených voltampérových charakteristik lineárních a nelineárních prvků. Často se využívá zjednodušení obvodu pomocí Théveninovy poučky. Při získávání řešení se postupuje takto:

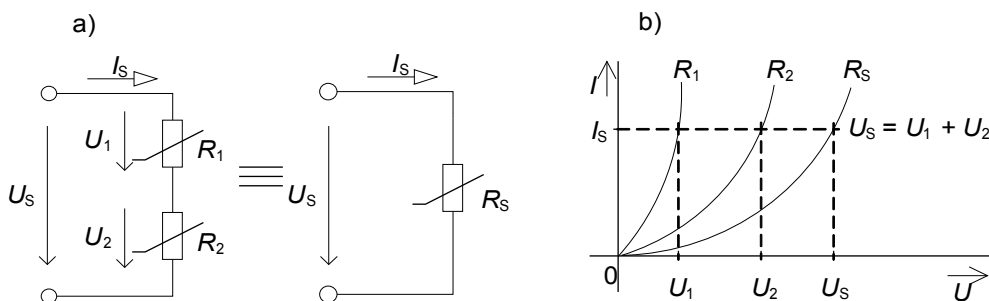
- 1) Část obvodu obsahující lineární prvky je zjednodušena pomocí Théveninovy poučky na skutečný zdroj napětí popsáný napětím na prázdko  $U_0$  a vnitřním odporem  $R_i$ .
- 2) Pro skutečný zdroj napětí se zobrazí zatěžovací charakteristika (obr. 3.1) daná body  $U_0$  a  $I_k$  kde

$$I_k = \frac{U_0}{R_i}. \quad (3.1)$$



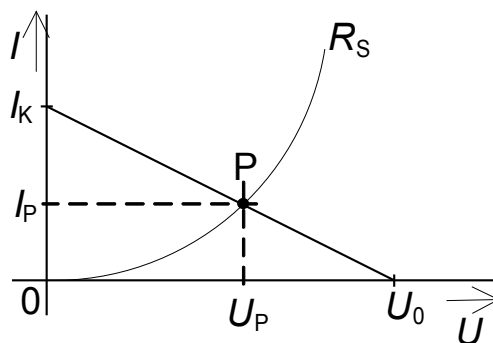
Obr. 3.1 Zatěžovací charakteristika skutečného zdroje napětí.

- 3) Část obvodu obsahující nelineární prvky se zjednoduší na jeden nelineární prvek. Zjednodušování se provádí graficky. Na obrázku 3.2 a) a b) je znázorněno zjednodušení sériového zapojení dvou nelineárních prvků. Obdobný princip zjednodušování platí i pro paralelní zapojení nelineárních či lineárních prvků.



Obr. 3.2 Zjednodušování sériově zapojených nelineárních prvků,  
a) Schématické zjednodušení ,  
b) Volt ampérová charakteristika postupu zjednodušování.

- 4) Výsledné řešení se získá zakreslením voltampérové charakteristiky zjednodušené nelineární části obvodu do zatěžovací charakteristiky skutečného zdroje napětí jak ukazuje obr. 3.3.



Obr. 3.3 Společné zakreslení voltampérové a zatěžovací charakteristiky.

Grafická metoda je velmi názorná a efektivní, avšak méně přesná než jiné metody. Dnešní době je považována spíše za “zastaralou”.

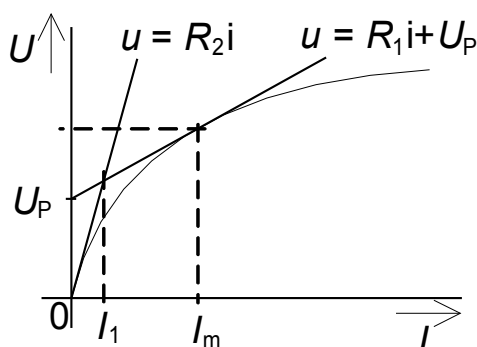
### 3.1 Metody analytické

Jsou to metody vypracované pro určitý typ nelineárních diferenciálních rovnic. Abychom mohli nelineární diferenciální rovnici řešit musíme ji upravit do vyhovujícího tvaru. K tomu se využívá aproximace nelineárních charakteristik analytickými výrazy. Analytické metody mají význam jen pro řešení jednoduchých obvodů, při složitějším popisu vede na rozsáhlé matematické rovnice, často obtížně řešitelné. V praxi se nejčastěji používají tyto čtyři metody:

- Metoda linearizace diferenciálních rovnic.
- Metoda pomalu se měnících amplitud.
- Kvazilineární metoda.
- Metoda stavových rovnic.

### 3.1.1 Metoda linearizace diferenciálních rovnic

Základem této metody je aproximace charakteristik nelineárního prvku několika na sebe navazujícími přímkovými úseky jak je ukázáno na obr. 3.4. Takováto aproximace umožní popsat nelineární prvek soustavou lineárních diferenciálních rovnic místo jedné nelineární diferenciální rovnice. Každá z lineárních diferenciálních rovnic popisuje jeden z aproximovaných úseků. Tato metoda umožňuje zkoumat přechodné i ustálené děje v obvodech prvního i vyššího řádu.



Obr. 3.4 Aproximace charakteristik nelineárního průběhu přímkovými úseky.

### 3.1.2 Metoda pomalu se měnících amplitud

Tato metoda se používá pro řešení přechodných dějů v nelineárních obvodech vyznačujících se výraznými selektivními vlastnostmi. Metoda předpokládá že při ustalování kmitů v selektivním nelineárním obvodu se amplituda kmitů mění dostatečně pomalu vzhledem k periodě signálu. Jeli tomu tak je možné sestavovat diferenciální rovnici pro časovou změnu amplitudy signálu která bude mít oproti rovnici pro okamžitou změnu signálu nižší řád nelineární rovnice.

Při sestavování diferenciální rovnice využíváme toho, že jeli analyzovaný obvod dostatečně selektivní můžeme při sestavování rovnice zanedbat vyšší harmonické složky. Takto získané rovnice se označují jako zkrácené. Řešením zkrácených diferenciálních rovnic dostaneme časové průběhy pomalu se měnících amplitud.

### 3.1.3 Kvazilineární metoda

Kvazilineární metoda se někdy také nazývá metodou ekvivalentní linearizace. Používá se převážně pro analýzu selektivních filtrů u kterých nás zajímají první harmonické složky napětí a proudu a které výrazně potlačují vyšší harmonické kmitočty. Pomocí této metody je také možné analyzovat přechodné děje v těchto obvodech.

Podstatou kvazilineární metody je záměna nelineárního prvku fiktivním lineárním prvkem který reaguje svým parametrem na amplitudu procházejícího signálu. Zavádějí se tzv. střední parametry  $P_s$ , které jsou definované poměrem amplitudy  $Y_1$  první harmonické složky závislé veličiny k amplitudě  $X_1$  první harmonické složky nezávislé veličiny signálu.

$$P_s(X_1) = \frac{Y_1}{X_1}. \quad (3.2)$$

Nahrazovaný nelineární obvod je popsán lineárními rovnicemi, které jsou snadno řešitelné. Nelineárnost obvodu se projevuje v nelineární závislosti středního parametru na amplitudě příslušné elektrické veličiny

#### 3.1.4 Metoda stavových rovnic

Metoda se někdy také nazývá metodou stavových proměnných [2]. Základní princip spočívá v tom že nelineární obvod  $N$  - tého řádu se nepopisuje diferenciální rovnicí  $N$  - tého řádu, ale soustavou  $N$  diferenciálních rovnic prvního řádu vztažených k  $N$  stavovým proměnným. Řešením soustavy stavových rovnic získáme časové průběhy zvolených stavových proměnných (napětí, proudů, atd.). K řešení soustav stavových rovnic a k dalším následným výpočtům se používá počítačová výpočetní technika.

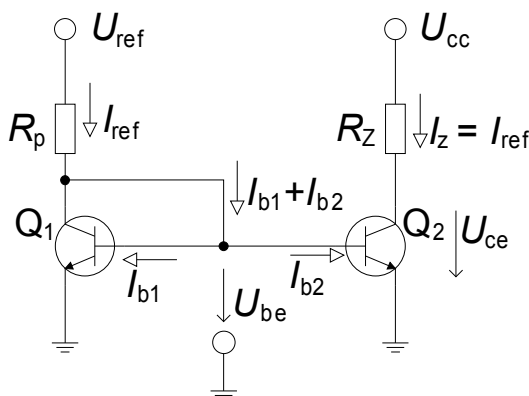
### 3.2 Numerická metoda

V současnosti nejdůležitější a nejpoužívanější metoda [2], vycházející z analytických a grafických metod. Metoda se využívá hlavně při analýze obvodů na počítači. V počítači jsou nejdříve algoritmicky sestaveny obvodové rovnice pomocí metody uzlových napětí, z těchto rovnic jsou následně vypočítány všechny potřebné obvodové veličiny (uzlová napětí). V závislosti na počtu uzlových napětí software v počítači sestaví patřičný počet nelineárních rovnic. Ze získaných rovnic se cyklicky vypočítávají hledané veličiny pomocí iteračních metod. Jedním z nejznámějších simulačních programů využívající numerické metody analýzy je program PSpice. Tento program bude využit pro všechny simulace prováděné v této práci.



## 4 Proudové sledovače CF

Proudový sledovač je speciální funkční blok [3], který plní funkci zdroje proudu řízeného proudem s proudovým přenosem rovným jedné. Nejjednodušší realizací proudového sledovače je proudové zrcadlo, typická ukázka proudového zrcadla (proudového sledovače) je na obrázku 4.1.



Obr. 4.1 Proudové zrcadlo se dvěma tranzistory NPN.

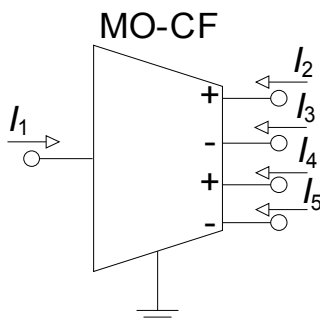
Další možností jak lze funkci proudového sledovače realizovat je vhodným zapojením proudového konveje CCII nebo pomocí zpětnovazebního zapojení proudového zesilovače se 100 % zpětnou vazbou.

### 4.1 Výcevýstupový proudový sledovač MO-CF

Pro simulace zkoumaných obvodů budu využívat reálný prvek výcevýstupový proudový sledovač MO-CF (Multiple-Output Current Follower) [4], který je znázorněn na obrázku 4.2. Tento proudový sledovač disponuje jedním proudovým vstupem a čtyřmi proudovými výstupy. Přenosy proudů ze vstupní svorky na výstupní svorky jsou dány vztahy:

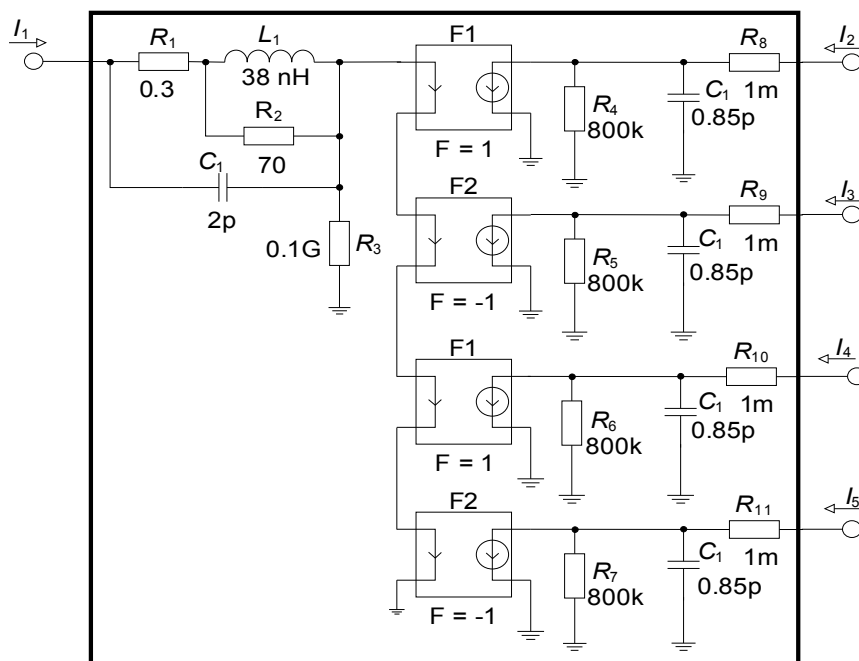
$$I_2 = I_4 = I_1, \quad (4.1)$$

$$I_3 = I_5 = -I_1. \quad (4.2)$$



Obr. 4.2 Výcevýstupový proudový sledovač MO-CF.

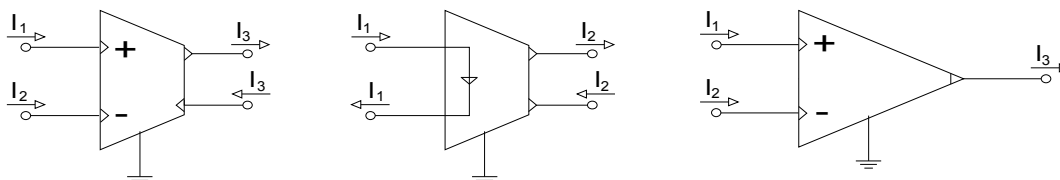
Pro sledovač jsem vytvořil jeho makromodel pro program PSpice popsaný ve [4], který bude simulovat reálné vlastnosti proudového sledovače. Makromodel ukazuje obr. 4.3.



Obr. 4.3 Makromodel výcevýstupového proudového sledovače.

## 5 Proudové operační zesilovače COA

Proudový operační zesilovač COA (Current Operational Amplifier) [5] je funkční blok, který má charakter proudem řízeného zdroje proudu (CCCS) s vysokým proudovým zesílením  $\beta_i$  viz obr. 5.1. V ideálním případě tedy jako ideální (proudový) operační zesilovač je  $\beta_i$  rovna nekonečnu.

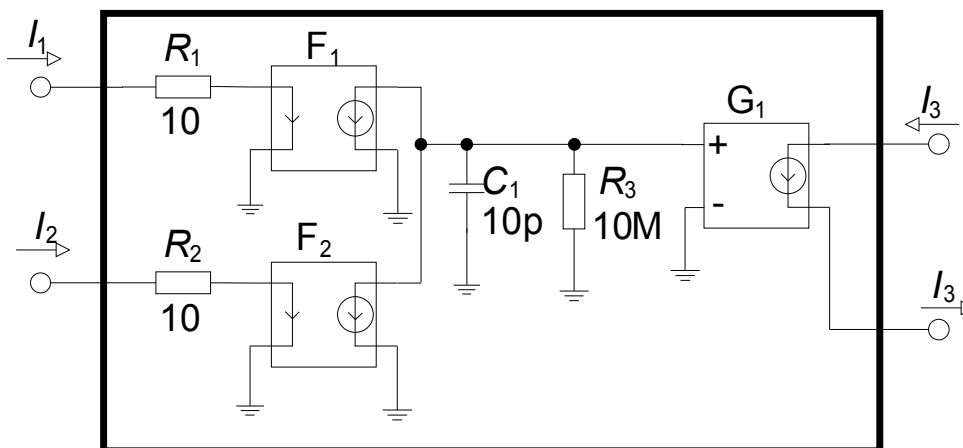


Obr. 5.1 Schématické značky různých typů proudových operačních zesilovačů.

Reálný proudový operační zesilovač se však podstatně liší od napětového a to jak obvodovým řešením, tak vlastnostmi. Mezi hlavní výhody patří:

- Široký dynamický rozsah.
- Lepší linearita.
- Velice nízká teplotní citlivost.
- Nižší napájecí napětí než u napětových operačních zesilovačů.
- Vyšší citlivost na vstupní signál.

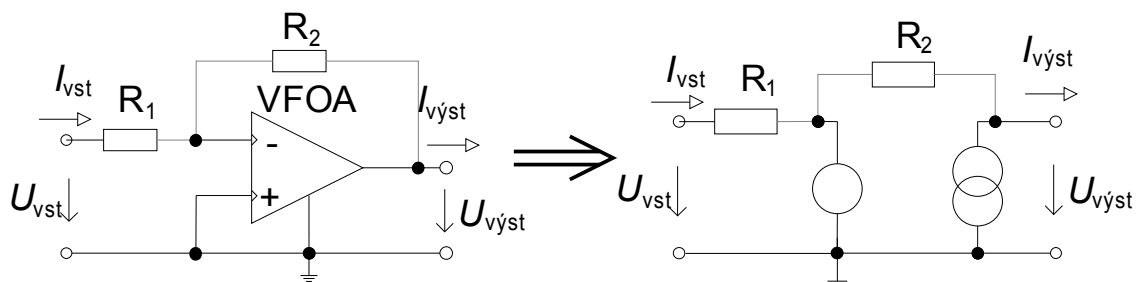
Pro simulace prováděné v této práci budu používat reálný model proudového operačního zesilovače [5] jehož vnitřní struktura je ukázána na obrázku 5.2.



Obr. 5.2 Makromodel výcevýstupového proudového sledovače.

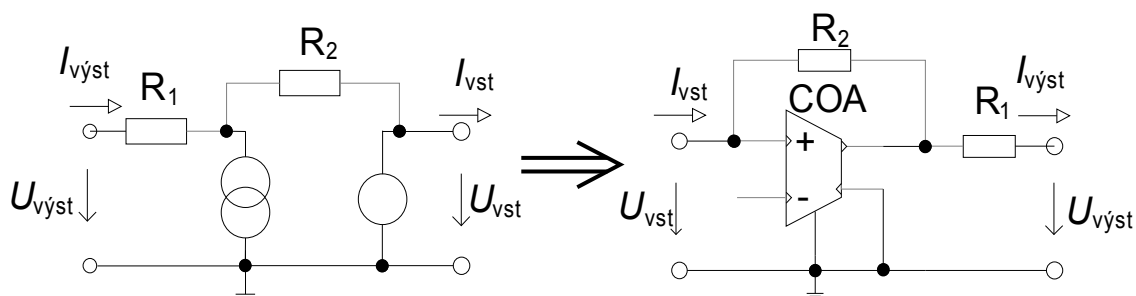
## 5.1 Náhrada klasického VFOA proudovým operačním zesilovačem COA

Chceme li využít lepších vlastností proudových operačních zesilovačů v obvodech s klasickými OZ je nutné správně nahradit stávající OZ vhodným zapojením COA. Při náhradě se nejprve napěťový zesilovač nahradí jeho nulorovým modelem viz obr. 5.3 [5].



Obr. 5.3 Nahrazení OZ nulorovým modelem.

Dále se provede transformace nulorového modelu do proudového módu a z něj se získá výsledné zapojení s proudovým operačním zesilovačem jak je ukázáno na obrázku 5.4.

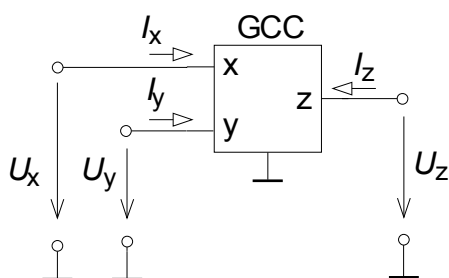


Obr. 5.4 Převod nulorového modelu na proudový OZ.

Jeli napěťový operační zesilovač použit v invertujícím zapojení s uzemněným neinvertujícím vstupem je možné ho nahradit přímo bez nutnosti převodu do nulorového modelu. V obvodu s proudovým operačním zesilovačem stačí pouze zaměnit invertující a neinvertující vstup.

## 6 Proudové konvejory

Proudové konvejory jsou speciální trojbrany [6], které lze popsat jako skupinu speciálních typů imitančních konvertorů, které mezi svými branami transformují napětí a proudy v určitém poměru bez ohledu na vnější obvody. Proudové konvejory obsahují zdroje napětí a proudů řízené shodnými typy veličin a sice vstupními napětími a proudy (VCVS a CCCS). Příkladem je obecný tříbranový proudový konvektor (General Current Conveyor – GCC). Zapojení tříbranového proudového konvejeoru je znázorněné na obr. 6.1.



Obr. 6.1 Obecný tříbranový proudový konvektor.

Brány proudového konvejeoru jsou značeny jako:

**x** = proudová brána,  
**y** = napěťová brána,  
**z** = výstupní brána.

Vztahy mezi jednotlivými veličinami jsou popsány následujícími rovnicemi.

$$U_x = \alpha U_y, \quad (6.1)$$

$$I_y = \beta I_x, \quad (6.2)$$

$$I_z = \gamma I_x, \quad (6.3)$$

kde  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  jsou obecné koeficienty, které mohou nabývat hodnot -1, 1 a v případě koeficientu  $\beta$  také hodnotu 0. Koeficienty pro varianty proudových konvejeorů odvozených z GCC jsou v tabulce 6.1.

Tab. 6.1 Typy proudových konvejšorů odvozených z GCC.

Typy proudových konvejšorů	Přenosové koeficienty		
	$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
ICCI+	-1	1	1
ICCI-	-1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
ICCI+	-1	0	1
ICCI-	-1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCI+	-1	-1	1
ICCI-	-1	-1	-1

Typy proudových konvejšorů z tab. 6.1. dělíme podle parametru  $\beta$  do tří generací

$\beta = 1$  ..... 1. generace,

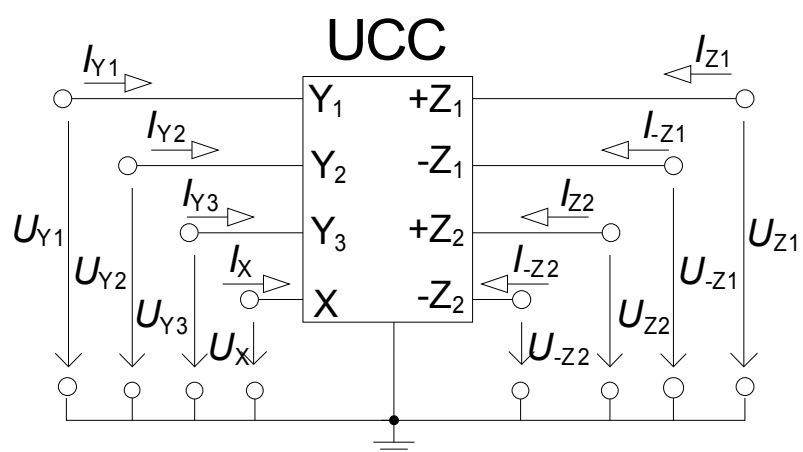
$\beta = 0$  ..... 2. generace,

$\beta = -1$  ..... 3. generace.

Koeficient  $\alpha$  určuje zdali se jedná o invertující ( $\alpha = -1$ ) nebo o neinvertující ( $\alpha = 1$ ) proudový konvejšor.

## 6.1 Univerzální proudový konvejšor (UCC)

Pro náhradu proudových konvejšorů se používá tzv. univerzální proudový konvejšor UCC (Universal Current Conveyor) [6], který je schopný realizovat všechny známé typy proudových konvejšorů. Univerzální proudový konvejšor je obecný osmibran, který má tři vysokoimpedanční napěťové vstupy ( $Y_1$ ,  $Y_2$  a  $Y_3$ ) uspořádané, tak že dva jsou rozdílové ( $Y_1$ ,  $Y_2$ ) a dva součtové ( $Y_1$ ,  $Y_3$ ). Dále má jeden nízkoimpedanční proudový vstup  $X$  a čtyři proudové výstupy ( $Z_1$ ,  $Z_2$ ) a k nim inverzní ( $-Z_1$ ,  $-Z_2$ ). Schématická značka UCC je naznačena na Obr. 6.2.

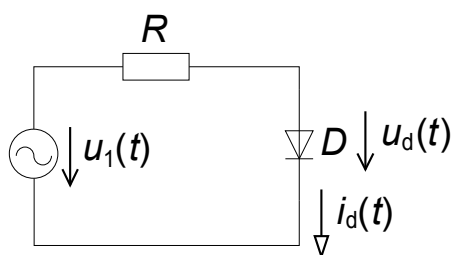


Obr. 6.2 Schématická značka UCC.

## 7 Vlastnosti polovodičových diod a jejich vliv na návrh a činnost obvodů.

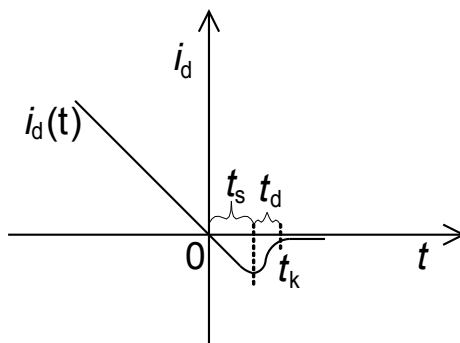
### 7.1 Závěrná zotavovací doba diod.

Je-li na polovodičovou diodu přiveden proud který mění svoji polaritu viz. obr. 7.1 mělo by při přechodu proudu z kladné polaroty do záporné dojít ihned k uzavření diody a procházející proud by měl být nulový. Ve skutečnosti nedojde k uzavření diody ihned, ale až po určité době a závěrný proud v tom případě není nulový.



Obr. 7.1 Zapojení jednoduchého uzavřeného obvodu s polovodičovou diodou.

Doba za kterou je dioda schopná přejít z propustného stavu do nepropustného stavu se nazývá závěrná zotavovací doba diody ( $t_k$ ). Průběh proudu diodou  $i_d$  při přechodu diody do závěrné polaroty je na obr. 7.2.



Obr. 7.2 Průběh proudu diodou  $i_d$  při přechodu diody do závěrné polaroty.

Toto chování diody je způsobeno fyzikálními vlastnostmi polovodičového přechodu PN, který tvoří dva druhy polovodiče, kde polovodič typu P obsahuje majoritní nosiče elektrického náboje - kladné (díry) naproti tomu polovodič typu N obsahuje majoritní nosiče elektrického náboje - záporné (elektrony).

Jednotlivé typy polovodičů neobsahují jen majoritní nosiče elektrického náboje, ale také malé množství volných minoritních nosičů opačného elektrického náboje. Pro které zůstává PN přechod otevřený i v závěrném směru a tedy dioda zůstává otevřena až do doby vyčerpání těchto nahromaděných minoritních nosičů. Teprve po uplynutí této doby klesne závěrný proud diody na svou minimální hodnotu.



Závěrnou zotavovací dobu lze rozdělit na dvě části, a to na dobu  $t_s$  (storage time) a  $t_d$  (delay time). Po dobu  $t_s$  jsou odváděny nahromaděné minoritní nosiče náboje z přechodu a na diodě zůstává napětí které je o něco menší než napětí v propustném stavu. Po odvedení všech minoritních nosičů náboje se po dobu  $t_d$ , nabíjí parazitní kapacita diody a poté se na diodě ustálí závěrné napětí.

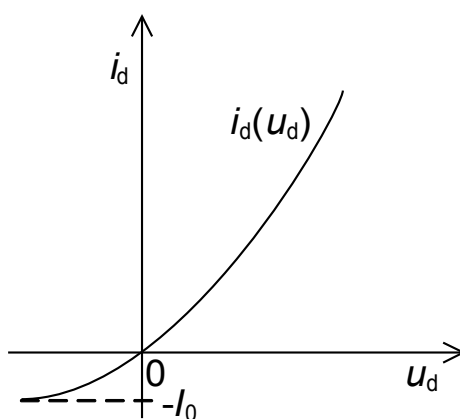
Z toho vyplývá, že závěrná zotavovací doba je závislá na velikosti závěrného proudu ( $i_d$ ), tato okolnost má velký vliv na činnosti obvodů. Především omezuje frekvenci signálů, které je možné zpracovávat a také má značně negativní vliv při usměrňování signálů malých amplitud.

Působení závěrné zotavovací doby v obvodu lze částečně omezit vložením napěťového zdroje s předpětím  $U_p$ , čímž je možné udržovat diody při průchodech nulou vstupního proudu na hranici vodivého stavu a tím zmenšit změny napětí vstupního uzlu při změnách vstupního proudu což zkrátí dobu  $t_d$ . Při větších hodnotách  $U_p$  se však zvětšuje hodnota proudů diodami v oblasti změny polarity vstupního proudu, což samozřejmě ovlivňuje další části obvodu.

## 7.2 Aproximace voltampérové charakteristiky diody

Pro většinu návrhů elektronických obvodů se využívá aproximace charakteristik diod lomenou přímkou. Takováto aproximace je zcela dostatečná pracujeme-li se signály s amplitudou napětí v řádu jednotek voltů nebo větších. Avšak jsou-li zpracovávány signály v řádu v desítek nebo stovek milivoltů, stává se aproximace lomenou přímkou nedostatečná, neboť se velikost signálu pohybuje v oblasti zlomu VA charakteristiky, kde je rozdíl mezi skutečnou VA charakteristikou a aproximovanou největší. V takovýchto případech je vhodnější aproximovat VA charakteristiku posunutou exponenciální funkcí viz obr. 7.3 , která je dána vztahem

$$i_d = I_0 \cdot (e^{b \cdot u_d} - 1). \quad (7.1)$$



Obr. 7.3 Aproximace charakteristiky diody posunutou exponenciální funkcí.

Pomocí znalosti jednoho bodu VA charakteristiky ( $u_d'$ ,  $i_d'$ ) může být určena velikost konstanty  $b$ .

$$b = \frac{1}{u_d'} \cdot \ln\left(\frac{i_d' + I_0}{I_0}\right). \quad (7.2)$$

Aproximujeme-li VA charakteristiku pomocí posunuté exponenciální funkce, minimalizujeme tím odchylky skutečných a vypočítaných veličin v celkovém obvodu.

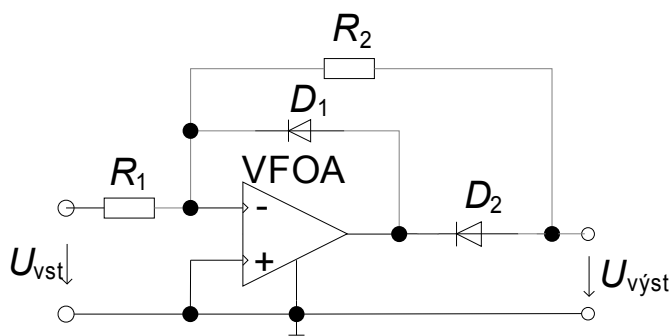
## 8 Přesné usměrňovače

Usměrnění velkých střídavých napětí nebo proudů nebývá většinou problém, horší je to však s napětími v řádu několika milivoltů. Takováto napětí nedosahují ani prahového napětí diody v propustném směru a není tedy možné je usměrňovat pomocí běžných pasivních usměrňovačů. K tomuto účelu byly vyvinuty speciální druhy usměrňovačů tzv. přesné usměrňovače.

U přesných usměrňovačů se opět využívá usměrňovacích vlastností diod, ale je zde také používáno vlastností speciálních aktivních prvků, jako jsou například napěťové operační zesilovače (VFOA), proudové sledovače (CF), proudové operační zesilovače (COA) a v poslední době se také hojně používají proudové konvejory (CC).

### 8.1 Jednocestný přesný usměrňovač

Jednocestný přesný usměrňovač vznikl z jednoduchého invertujícího zapojení napěťového operačního zesilovače tím, že do zpětné vazby byly přidány dvě usměrňovací diody. Jak je ukázáno na obr. 8.1.



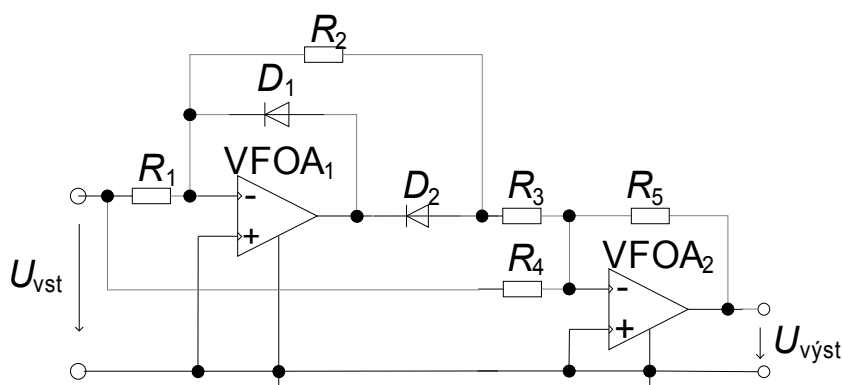
Obr. 8.1 Jednocestný usměrňovač s VFOA.

Popis funkce: Přejde-li na vstup obvodu záporné napětí, je toto napětí na výstupu operačního zesilovače invertováno, čímž je dioda  $D_1$  polarizována v propustném směru a dioda  $D_2$  je polarizována v závěrném směru. Z čeho vyplývá, že na výstupu obvodu je nulové napětí. V opačném případě tj. vstupní napětí nabývá kladných hodnot, jsou diody polarizovány přesně naopak, tudíž dioda  $D_2$  je polarizována v propustném směru a na výstupu obvodu je vstupní napětí opačné polarity zesílené poměrem rezistorů  $R_2$  a  $R_1$  podle vztahu (8.1).

$$A = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (8.1)$$

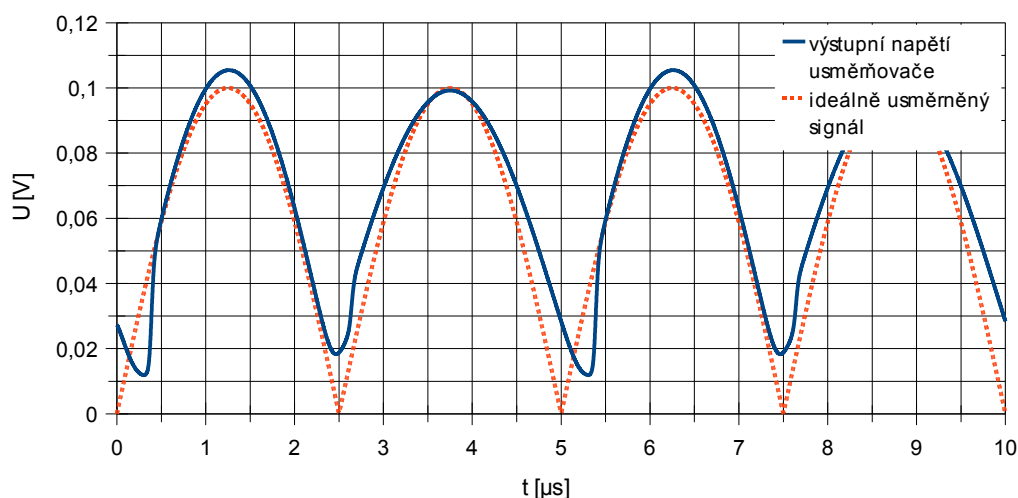
## 8.2 Dvoucestný přesný usměrňovač s operačním zesilovačem

Zapojení dvoucestného přesného usměrňovače [8] vychází z předchozího zapojení jednocestného usměrňovače, které je doplněno dalším VFOA v invertujícím zapojení viz obr. 8.2.



Obr. 8.2 Dvoucestný usměrňovač s VFOA.

U tohoto zapojení jsem provedl simulace v simulačním programu PSpice abych zjistil jeho použitelnost tj. jeho mezní parametry, pro které ještě splňuje funkci přesného usměrňovače. Výsledný průběh při použití mezních parametrů je na obr. 8.3.



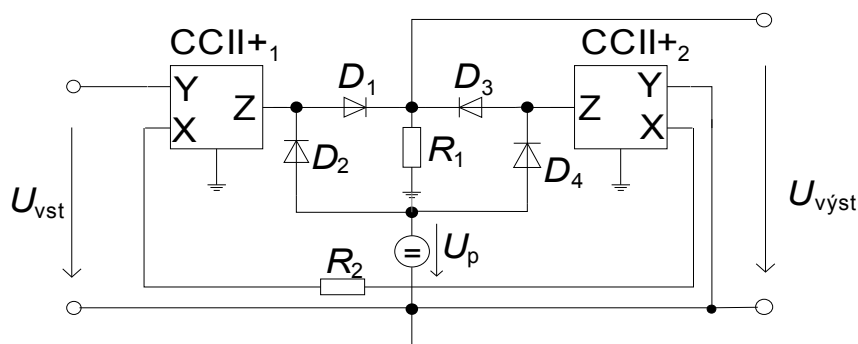
Obr. 8.3 Průběh výstupního a ideálně usměrněného napětí dvoucestného usměrňovače s VFOA.

Pomocí simulací jsem zjistil, že mezní použitá frekvence je  $f_0 = 200$  kHz při velikosti vstupního signálu  $U_{vst} = 100$  mV. Ze simulací vyplývá že tento typ zapojení zkresluje výstupní signál nejvíce při nízkých hodnotách vstupního signálu. To je způsobeno prahovými napětími diod v propustném směru. Obvod sice potlačuje vliv prahových napětí, ale není schopen je potlačit úplně. V simulaci byly použity operační zesilovače OPA621, diody 1N4009, hodnoty rezistorů byly  $R_1 = R_2 = R_3 = 1$  k $\Omega$ ,  $R_4 = 2,5$  k $\Omega$ ,  $R_5 = 1,8$  k $\Omega$ .

### 8.3 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovými konvejory

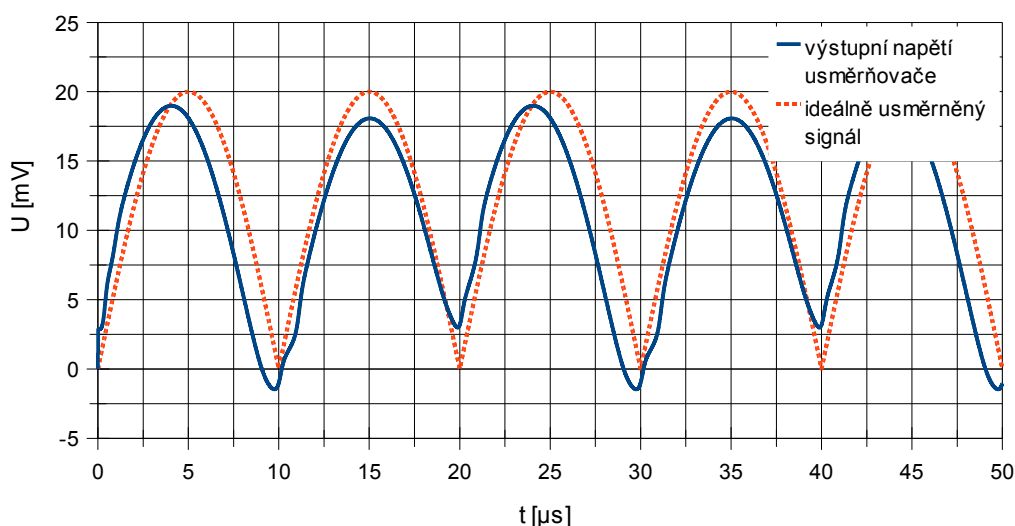
Z předchozích simulací je vidět, že usměrňovače s klasickými operačními zesilovači vykazují při vyšších frekvencích nebo menších vstupních napětích značné zkreslení usměrněného signálu. Toto zkreslení je možné částečně potlačit použitím vhodnějších aktivních prvků. Jedním z možných prvků je proudový konvektor.

Pro ověření vlastností usměrňovačů s proudovými konvejory bylo vybráno schéma zapojení zobrazené na obr. 8.4 [3].



Obr. 8.4 Dvoucestný usměrňovač s proudovými konvejory.

Zapojení je tvořeno diodovým usměrňovacím můstkem, zdrojem předpětí a dvěma proudovými konvejory CCII+. Pomocí simulací jsem zjišťoval nejvhodnější nastavení parametrů daného obvodu. Hlavně velikost předpětí  $U_p$  a hodnotu  $R_1$ . Na obr. 8.5 je zobrazen nasimulovaný průběh s nastavenými hodnotami  $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ ,  $U_p = 100 \text{ mV}$ .

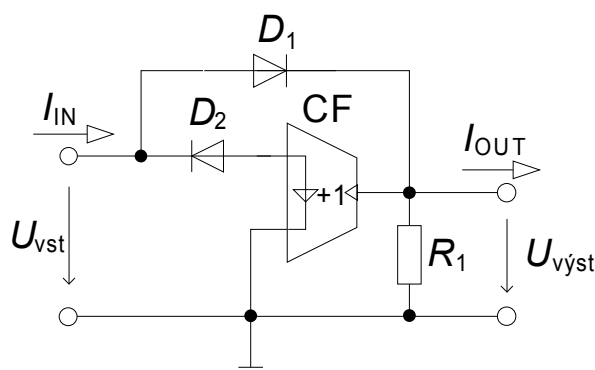


Obr. 8.5 Průběh výstupního a ideálně usměrněného napětí dvoucestného usměrňovače s proudovými konvejory.

Z průběhů simulací jsem zjistil, že dochází ke značnému zkreslení tvaru signálu a to již při použití  $f > 50$  kHz nebo je-li amplituda vstupního napětí menší než 20 mV, což značně omezuje použití toho zapojení, jako přesného usměrňovače. Na průběhu výstupního napětí z obr. 8.5 je vidět, že díky závěrné zotavovací době diod se výstupní napětí usměrňovače dostane na krátkou dobu do záporných hodnot. Tento jev je možné odstranit zvýšením hodnoty  $U_p$  na asi 300 mV, to však způsobí další mírné zkreslení výstupního signálu. V simulaci byl použit model univerzálního konveju UCC-3L obsažený v knihovně Conveyors, diody 1N4009, hodnoty rezistorů byly  $R_1 = R_2 = 1$  k $\Omega$ .

## 8.4 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovým sledovačem

Další možností jak vytvořit přesný usměrňovač je využití proudového sledovače. Pro funkci dvoucestného usměrňovače stačí použít pouze jeden proudový sledovač doplněný dvěma diodami [3]. Schéma dvoucestného přesného usměrňovače s proudovým sledovačem je na obr. 8.6.



Obr. 8.6 Dvoucestný usměrňovač s proudovým sledovačem.

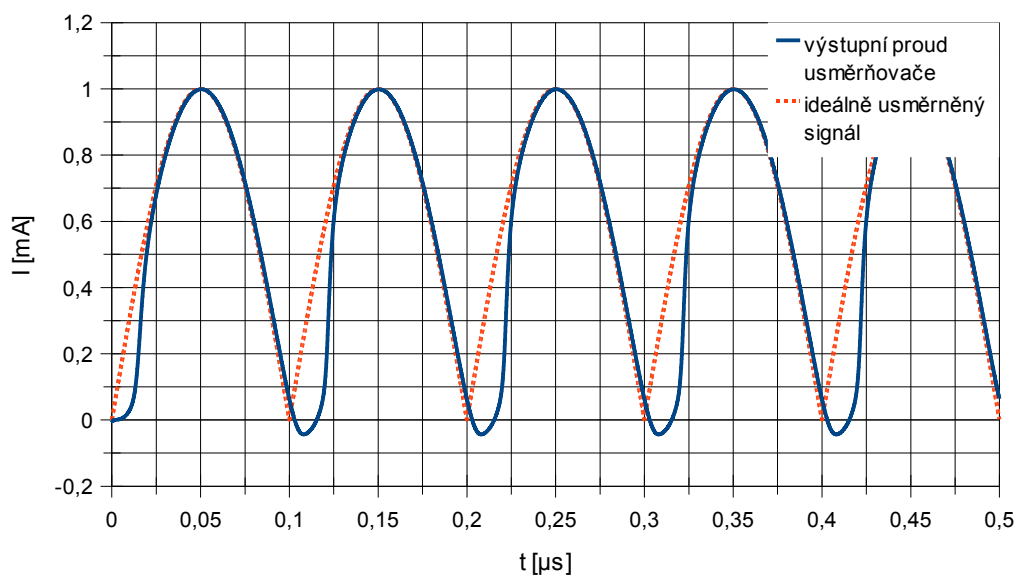
Obvod na obr. 8.6 může pracovat ve dvou režimech, v proudovém anebo smíšeném režimu. Ve smíšeném režimu je výstup sledovače připojen na zem přes rezistor  $R_1$ . Jelikož proudový sledovač přenáší vstupní proud  $I_{vst}$  na výstup se zesílením 1 ( $I_{výst} = I_{vst}$ ) je výstupní napětí  $U_{výst}$  dáno velikostí proudu  $I_{vst}$  procházejícího rezistorem  $R_1$ .

$$U_{výst} = |I_{vst} \cdot R_1|. \quad (8.2)$$

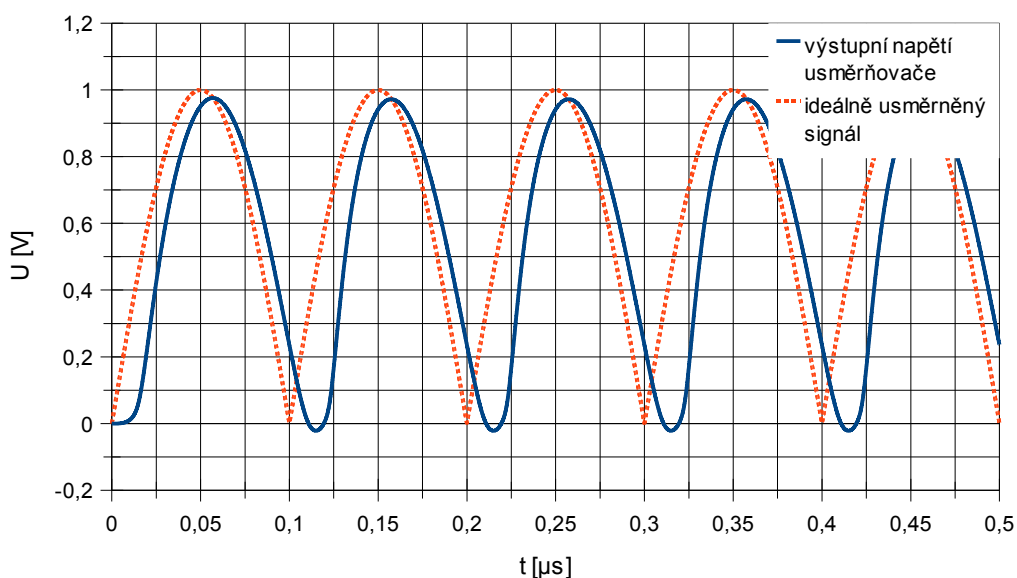
Proudový režim se liší pouze tím, že na výstupu proudového sledovače odebíráme proud přímo bez rezistoru  $R_1$ . Pro výstupní proud opět platí rovnice

$$I_{výst} = |I_{vst}|. \quad (8.3)$$

Výsledné průběhy pro smíšený i proudový režim jsou na obr. 8.7 a obr. 8.8.



Obr. 8.7 Průběh výstupního a ideálně usměrněného proudu usměrňovače s CF v proudovém režimu.



Obr. 8.8 Průběh výstupního a ideálně usměrněného proudu usměrňovače s CF ve smíšeném režimu.

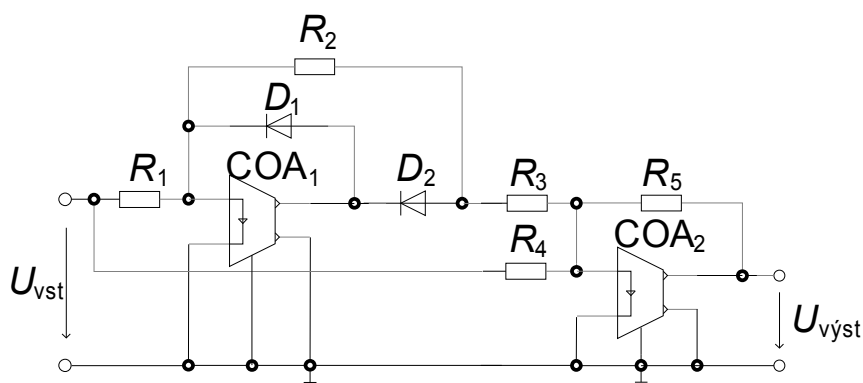
Pro simulace průběhů na obrázku obr. 8.7 a obr. 8.8 jsem jako proudový sledovač použil model MO-CF [4] popsaný v kapitole 4.1. Pro oba průběhy byla amplituda vstupního proudu  $I_{vst} = 1$  mA. Frekvence  $f = 5$  MHz. Diody byly použity 1N4009.

Pro zapojení ve smíšeném režimu byl zvolen výstupní rezistor  $R_1 = 1$  k $\Omega$ . V obou režimech se simulovaný obvod vyznačoval malým tvarovým zkreslením výstupního signálu. Simulace usměrňovače v proudovém režimu ukazují že i u tohoto obvodu se značně projevuje závěrná zotavovací doba diod. Při simulaci viz obr. 8.7

klesl výstupní proud do záporných hodnot na dobu  $t = 13 \text{ ns}$  a jeho minimální hodnota byla  $I_{\min} = 0,05 \text{ mA}$ . Ze simulací jsem také zjistil, že obvod je možné použít až do frekvence  $f_m = 5 \text{ MHz}$  a  $I_{vst} = 2 \text{ mA}$ , při větší frekvenci nebo menší amplitudě vstupního proudu začíná docházet k výraznějším deformacím výstupního signálu.

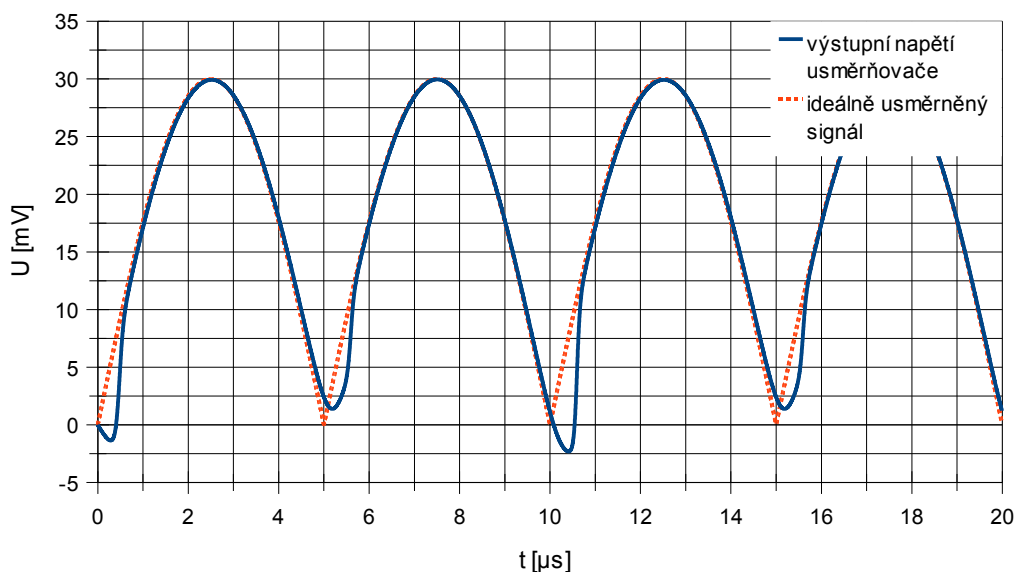
## 8.5 Dvoucestný přesný usměrňovač s proudovým operačním zesilovačem

Pro získání lepšího přesného usměrňovače je možné v zapojení na obr. 8.2 Nahradiť napěťové operační zesilovače proudovými. Náhrada VFOA proudovými operačními zesilovači je popsána v kapitole 5.1. Na obr. 8.9 je schéma zapojení dvoucestného usměrňovače [5], které vzniklo nahrazením VFOA v zapojení z obr. 8.2 proudovým operačním zesilovačem.



Obr. 8.9 Dvoucestný usměrňovač s proudovým operačním zesilovačem.

Pomocí simulací byly porovnány vlastnosti původního zapojení z obr. 8.2 a zapojení s COA jednotlivé průběhy výstupního napětí obou zapojení jsou zobrazeny na obr. 8.3 a 8.10.



Obr. 8.10 Průběh výstupního proudu usměrňovače s COA.



Z průběhů výstupních napětí jednocestných usměrňovačů s VFOA a COA je vidět, že zapojení s proudovým operačním zesilovačem je schopné usměrňovat signály s mnohem menší amplitudou a také vykazuje menší zkreslení výstupního signálu než při použití napěťového operačního zesilovače. I u tohoto zapojení se projevují nežádoucí účinky závěrné zotavovací doby diod jak je názorně vidět z obrázku 8.10. V simulaci byl použit model COA popsáný v kapitole 5, diody 1N4009, hodnoty rezistorů byly  $R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$ .

## 8.6 Porovnání jednotlivých typů přesných usměrňovačů

V předchozích kapitolách byly popsány některé z možných realizací přesných usměrňovačů s různými druhy aktivních prvků. Každé z těchto zapojení má své výhody, nevýhody a omezení. Jelikož se v jednotlivých kategoriích aktivních prvků vyrábí mnoho druhů součástek s různými vlastnostmi, nedá se jednoznačně říct, které ze zapojení je nejlepší. Je však možné porovnávat při výběru určitých prvků tak, jak to bylo provedeno v předchozí části.

Tab. 8.1 Parametry zapojení dvoucestných přesných usměrňovačů.

Druh zapojení	Maximální použitelná frekvence vstupního signálu	Minimální velikost vstupního signálu	Typy použitých součástek
Dvoucestný usměrňovač s VFOA	200 kHz	80-100 mV	dioda - 1N4009 OZ - OPA621
Dvoucestný usměrňovač s konvejoy CCII+	50 kHz	10-20 mV	dioda - 1N4009 Konvejoy - model UCC-3L
Dvoucestný usměrňovač s CF	10 MHz	2-5 mA	dioda - 1N4009 CF - model MO-CF
Dvoucestný usměrňovač s COA	100 kHz	30 mV	dioda - 1N4009 COA - reálný model COA

V tabulce 8.1 jsou porovnány vlastnosti (mezni parametry) odsimulovaných zapojení popsáných v této práci. U každého zapojení je také uvedeno, s jakými typy prvků byla simulace prováděna. U zapojení dvoucestného usměrňovače s VFOA byla zjištěna maximální použitelná frekvence okolo 200 kHz, takto vysoké mezní frekvence bylo dosaženo díky použití vysokofrekvenčního zesilovače OPA621, který má mezní frekvenci 500 MHz.

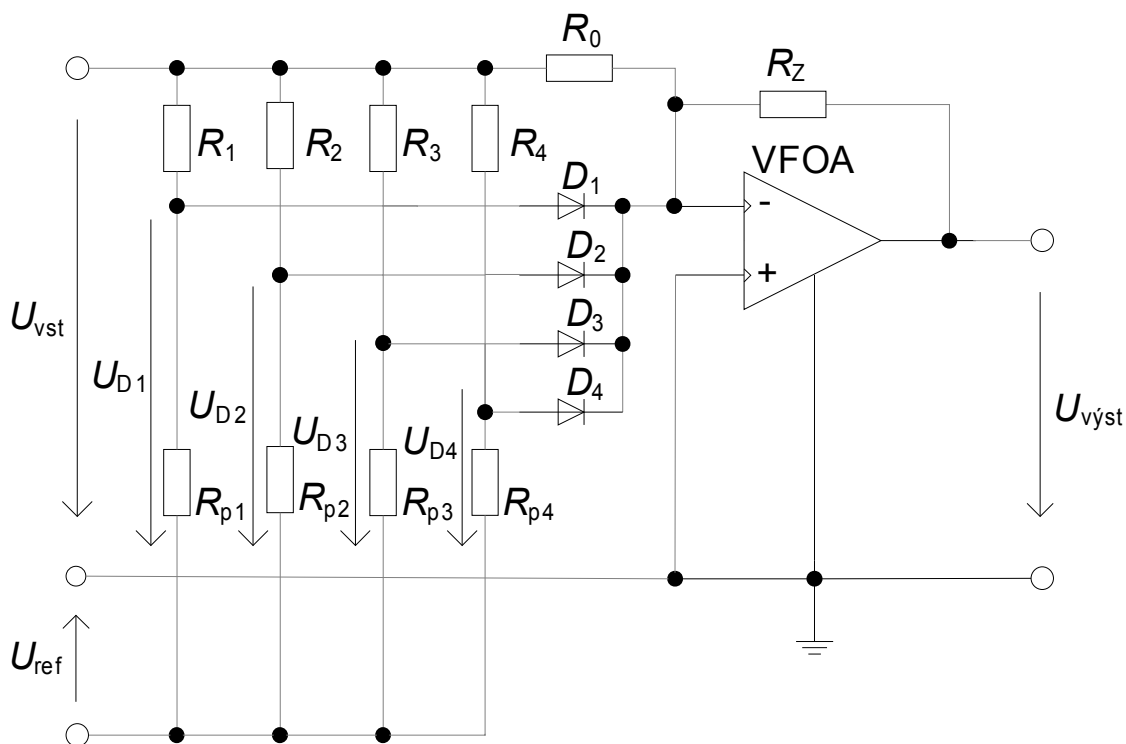
Nejllepšími vlastnostmi se vyznačovalo zapojení dvoucestného usměrňovače s proudovým sledovačem, ve kterém byl jako proudový sledovač použit model vývěvstupového proudového sledovače, který je popsáný v kapitole 4.1. S tímto zapojením se podařilo usměrňovat signály o frekvenci až 10 MHz.

## 9 Funkční měniče

Funkční měniče jsou speciálním případem tvarovačů signálu. Úkolem funkčních měničů je změnit vstupní signál, který má tvar určité funkce např. sinus, trojúhelník, obdélník na tvar jiné funkce. Pro změnu tvaru funkce se používají obvody s nelineární převodní charakteristikou. Při návrhu funkčních měničů se využívá aproximace požadované převodní charakteristiky pomocí přímkových úseků nebo pomocí aproximační funkce. Vždy je však snaha o to aby se aproximovaná převodní charakteristika co nejvíce blížila požadované. K modelování funkcí se většinou používají diody s odporovými děliči napětí, ale je možné využít i jiných prvků jako např. tranzistorů, kondenzátorů atd.

### 9.1 Funkční měnič s operačním zesilovačem

K modelování funkcí v těchto měničích je využíváno děličů napětí tvořených rezistory a usměrňovacími diodami. Základní schéma diodového funkčního měniče [9] je na obr. 9.1 .



Obr. 9.1 Schéma diodového funkčního měniče s operačním zesilovačem.

Princip funkce: jednotlivé diody  $D_1$  až  $D_4$  mají vzájemně odstupňována napětí  $U_{D1} < U_{D2} < U_{D3} < U_{D4}$ . Odvozená rezistory  $R_{p1}$  až  $R_{p4}$  a  $R_1$  až  $R_4$ , z referenčního napětí  $U_{ref}$ . Je-li vstupní napětí  $U_{vst} > 0$  a takové, že  $U_{Dk} < U_{pk}$ , kde  $U_{pk}$  je prahové napětí diody, jsou všechny diody nevodivé a strmost aproximovaného úseku  $S_0$  převodové charakteristiky je

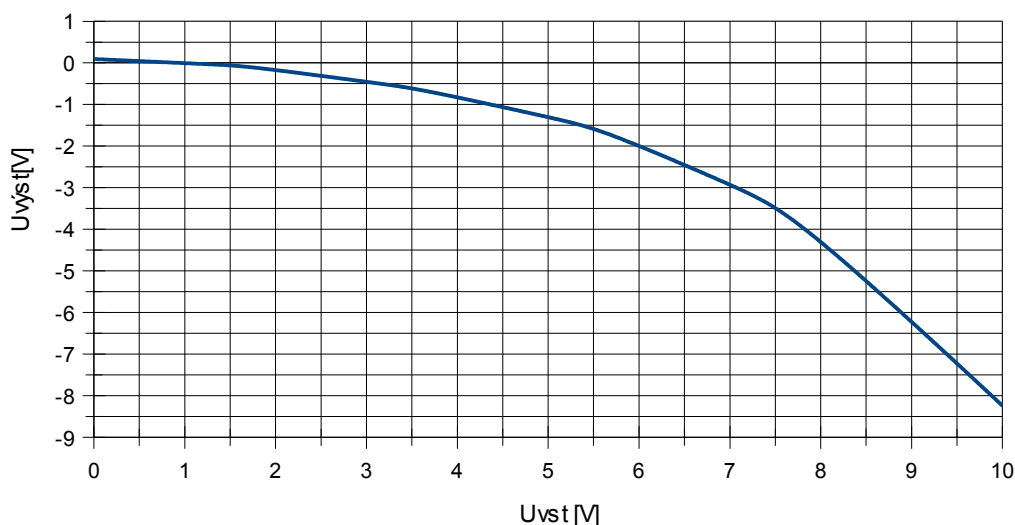
$$S_0 = \frac{R_z}{R_0}. \quad (9.1)$$

Vzroste-li vstupní napětí na takovou hodnotu, že  $U_{Dk} > U_{pk}$  sepne se příslušná dioda a odpor  $R_k$  se připojí paralelně k odporu  $R_0$ . To se opakuje pokaždé když na některé diodě vzroste  $U_{Dk}$  nad  $U_{pk}$ . Strmost aproximovaného úseku převodní charakteristiky je pak dána vztahy

$$S_k = \frac{R_z}{R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_k}, \quad (9.2)$$

$$S_k = \frac{U_{\text{výst } k+1} - U_{\text{výst } k}}{U_{\text{vst } k+1} - U_{\text{vst } k}}. \quad (9.3)$$

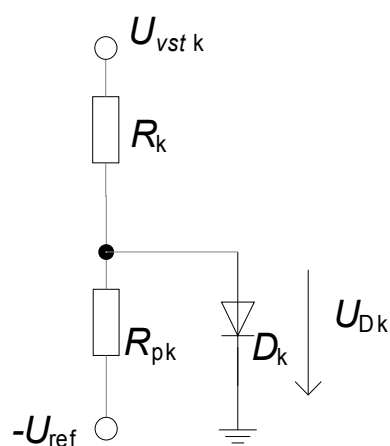
$U_{\text{výst } k}$  a  $U_{\text{vst } k}$  je napětí na krajích aproximačních úsečků převodní charakteristiky z obr. 9.2.



Obr 9.2 Převodní charakteristika diodového funkčního měniče.

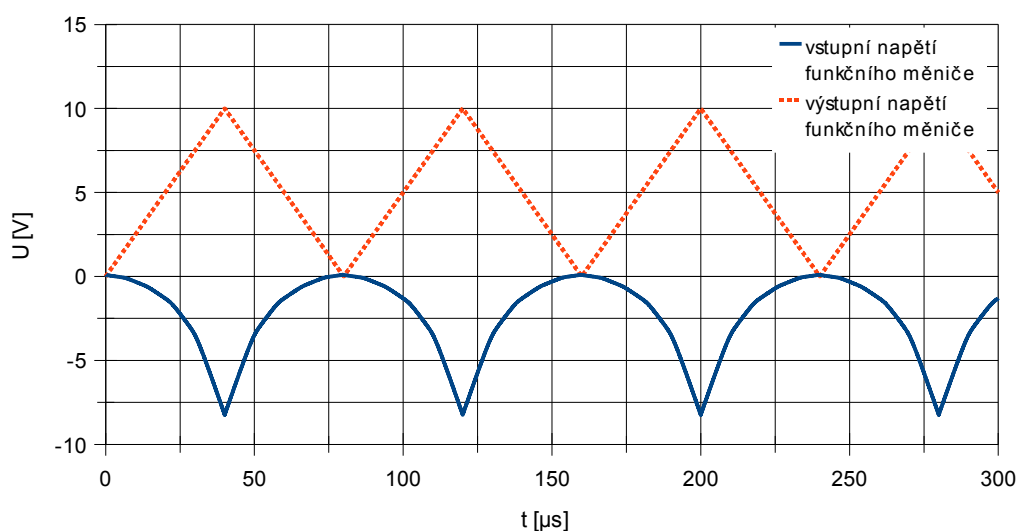
Postup při návrhu konkrétních hodnot součástek: Při odvození vztahů pro návrh funkčního měniče se vychází z jedné diodové větve viz. Obr. 9.3, pro kterou platí rovnice.

$$R_{pk} = R_k \cdot \frac{U_{\text{ref}} + U_{Dk}}{U_{\text{vst } k} - U_{Dk}}. \quad (9.4)$$

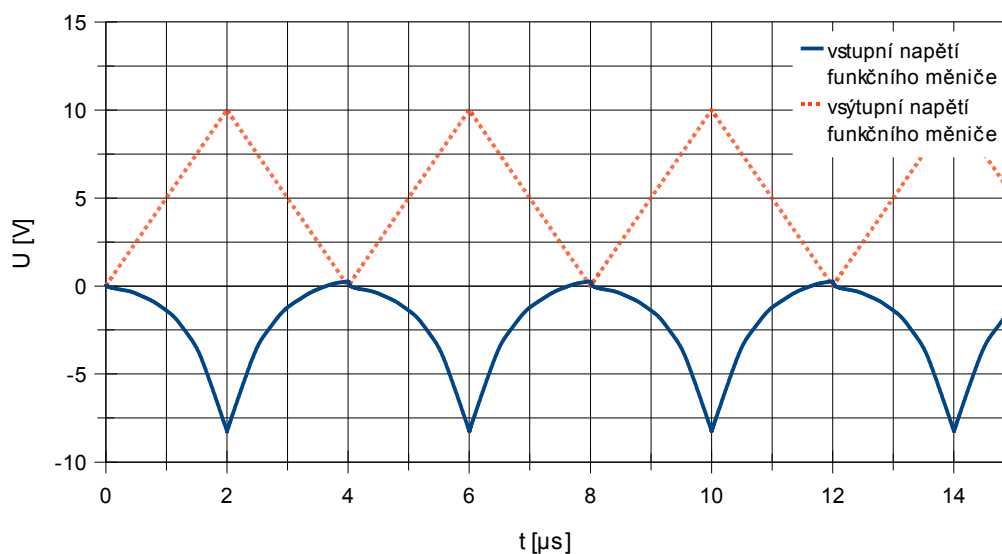


Obr. 9.3 Odporový dělič napájený ze dvou stran napětím  $U_{vst k}$  a  $-U_{ref}$ .

Při návrhu se nejdříve zvolí počet úseků, kterými se bude aproximovat průběh dané funkce a velikost odporu  $R_Z$ . Dále se vypočítají odpory  $R_k$  pomocí zvolených hodnot  $R_Z$  a  $U_{ref}$  a změřených souřadnic bodů zlomu převodní charakteristiky. Postupně se vypočítají odpory  $R_{pk}$  pomocí napětí  $U_{vst k}$ . Průběhy vstupního a výstupního signálu funkčního měniče jsou na obr. 9.4 a obr. 9.5.



Obr. 9.4 Průběh vstupního a výstupního napětí funkčního měniče při  $f = 12,5$  kHz.



Obr. 9.5 Průběh vstupního a výstupního napětí funkčního měniče při  $f = 250$  kHz.

Pro funkční měnič zobrazený na obr. 9.1 byly pomocí rovnic 9.1 až 9.4 vypočítány hodnoty součástek dané průběhem požadované převodní charakteristiky. Viz. obr. 9.2. Hodnoty rezistorů a napětí funkčního měniče jsou uvedeny v tab. 9.3. Pomocí programu PSpice jsem provedl simulace obvodu z obr. 9.1 za využití vypočítaných hodnot součástek. Průběhy vstupního a výstupního napětí funkčního měniče při frekvencích vstupního signálu 12,5 kHz a 250 kHz jsou ukázány na obrázcích 9.4 a 9.5.

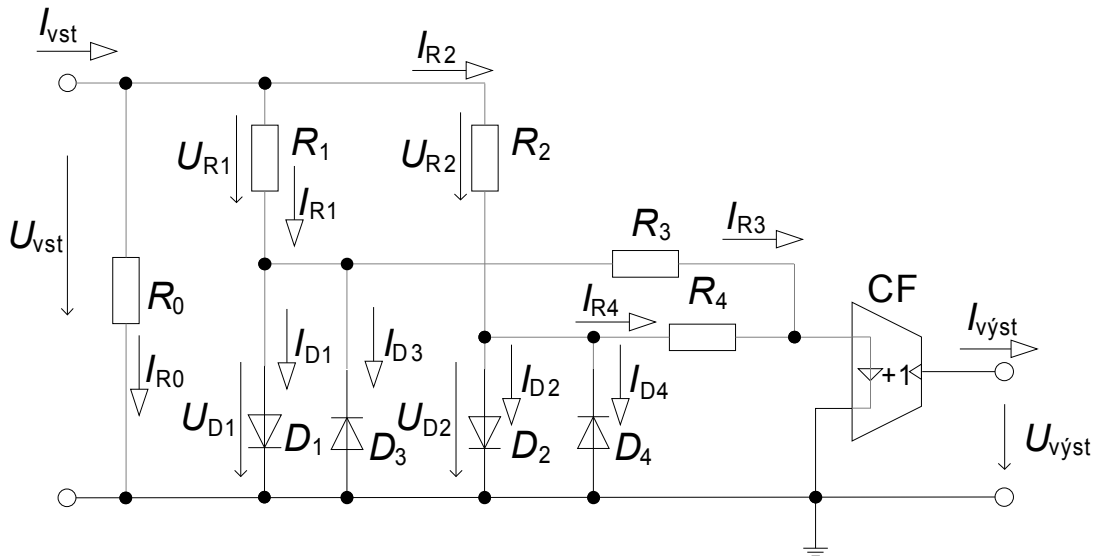
Tab. 9.1 Hodnoty rezistorů a napětí funkčního měniče.

Rezistor	Hodnota [kΩ]	Rezistor	Hodnota [kΩ]	Napětí	Hodnota [V]
$R_0$	50	$R_{p1}$	100	$U_{vst\ max}$	10
$R_1$	25	$R_{p2}$	41,2	$U_{výst\ max}$	9
$R_2$	25	$R_{p3}$	10,4	$U_{ref}$	-5
$R_3$	10	$R_{p4}$	3,4		
$R_4$	4,5	$R_z$	5		

Dalšími simulacemi jsem zjistil, že do frekvence  $f < 100$  kHz se obvod chová téměř ideálně bez viditelného zkreslení. Při vyšších frekvencích se začíná projevovat zkreslení výstupního signálu ve chvíli, kdy se hodnota vstupního napětí blíží nule, jak je vidět z obr. 9.5 ve kterém jsou zobrazeny průběhy vstupního, výstupního napětí pro frekvenci vstupního napětí  $f = 250$  kHz.

## 9.2 Diodový funkční měnič s proudovým sledovačem

Diodový funkční měnič s proudovým sledovačem (obr. 9.6) využívá stejných odporových děličů s diodami jako v předchozím zapojení. Oproti zapojení z obr. 9.1 pracuje měnič v proudovém režimu.



Obr. 9.6 Diodový funkční měnič s proudovým sledovačem.

Princip činnosti: Jeli proud  $I_{vst}$  vstupující do obvodu funkčního měniče dostatečně malý jsou všechny diody uzavřené a proud  $I_{vst}$  zmenšený o proud  $I_{R0}$  protéká na vstup sledovače a je sledovačem zopakován na výstup měniče. Roste li vstupní proud roste napětí na odporových děličích, ve chvíli kdy vzroste napětí na některé z diod na hodnotu prahového napětí diody, dioda se otevře a část vstupního proudu je svedena do země. Díky tomu vstupuje do proudového sledovače menší proud než je vstupní proud  $I_{vst}$  funkčního měniče. Vhodnou volbou velikostí odporů v děličích je nastaveno postupné otevírání diod při vzrůstajícím vstupním proudu a tím je také vytvořena požadovaná převodní charakteristika měniče.

Postup při návrhu konkrétních hodnot součástek: Při návrhu měniče z obr. 9.6 se nejdříve vypočítají směrnice jednotlivých přímkových úseků aproximované převodní charakteristiky obr. 9.7. Dále je nutné zjistit prahové propustné napětí diody  $U_D$ . Po zvolení hodnot rezistorů  $R_0$  a  $R_1$  je možné dopočítat hodnoty ostatních součástek pomocí vztahů 9.5 – 9.14.

$$S_k = \frac{I_{vyst\ k+1} - I_{vyst\ k}}{I_{vst\ k+1} - I_{vst\ k}}, \quad (9.5)$$

pro  $k = 0 - 2$ .

$$S_0 = \frac{R_0}{R_{S1} + R_0}, \quad (9.6)$$

$$S_1 = \frac{\frac{U_{vst\ 2}}{R_{S2}} - I_{1D1} - \frac{U_{vst\ 1}}{R_{S1}}}{\frac{U_{vst\ 2} \cdot (R_{S2} + R_0)}{R_{S2} \cdot R_0} + \frac{U_{vst\ 1} \cdot (R_{S1} + R_0)}{R_{S1} \cdot R_0}}, \quad (9.7)$$

$$S_2 = \frac{\frac{U_{vst\ 3}}{R_{S3}} - I_{2D1} - \frac{U_{vst\ 2}}{R_{S2}} - I_{2D2}}{\frac{U_{vst\ 3} \cdot (R_{S3} + R_0)}{R_{S3} \cdot R_0} + \frac{U_{vst\ 2} \cdot (R_{S2} + R_0)}{R_{S2} \cdot R_0}}, \quad (9.8)$$

$$\frac{U_D}{R_{k+2}} = \frac{U_{vst\ k} - U_D}{R_k}, \quad (9.9)$$

pro  $k = 1 - 2$ .

$$I_{výst\ 1} = \frac{U_{vst\ 1}}{R_{S1}}, \quad (9.10)$$

$$I_{vst\ 2} = \frac{U_{vst\ 2} \cdot (R_{S2} + R_0)}{R_{S2} \cdot R_0}, \quad (9.11)$$

$$I_{výst\ 3} = \frac{U_D \cdot (R_3 + R_4)}{R_3 \cdot R_4}, \quad (9.12)$$

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{U_D + R_D \cdot I_{1D1}}{U_{vst\ 2}}, \quad (9.13)$$

$$\frac{U_D}{U_{vst\ 3}} = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}}, \quad (9.14)$$

$I_{vst\ k}$  a  $I_{výst\ k}$  jsou krajní proudy aproximačních úseček převodní charakteristiky.  $U_{vst\ k}$  je napětí na vstupu měniče při  $I_{vst\ k}$  a  $R_{S\ k}$  je celkový odpor obou děličů při  $I_{vst\ k}$ . Rezistor  $R_1$  musíme volit uváženě, při příliš malé hodnotě by jsme nebyli schopni vypočítat hodnoty ostatních součástek (hodnoty odporů by byly záporné).

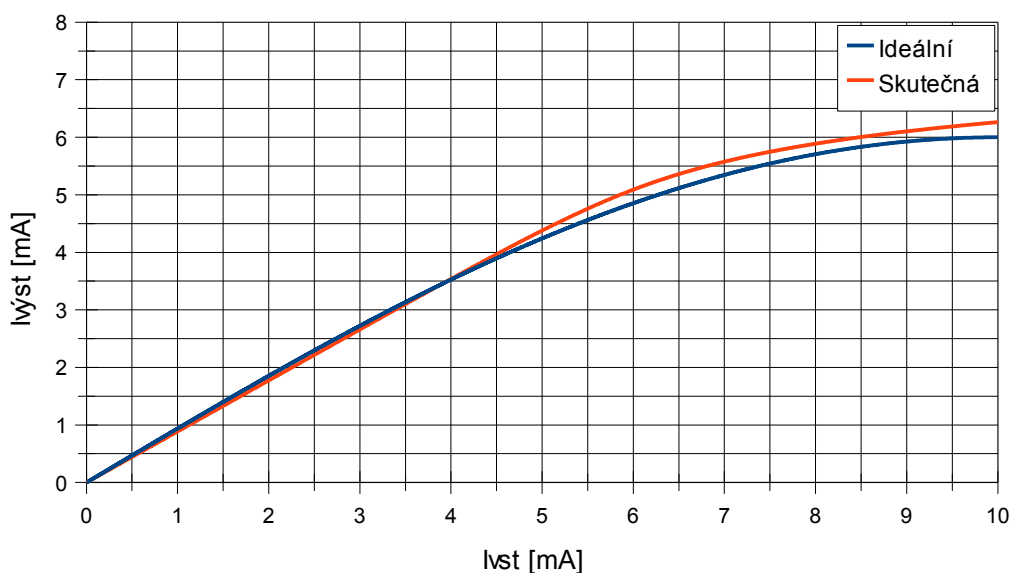
Tab. 9.2 Krajní hodnoty proudů aproximačních úseček převodní charakteristiky.

$k$	0	1	2	3
$I_{vst\ k}$	0	5	7,5	10
$I_{výst\ k}$	0	4,24	5,54	6

Pro funkční měnič s proudovým sledovačem na obr. 9.6 byla zvolena převodní charakteristika obr. 9.7, tak aby měnil funkci trojúhelník s amplitudou 10 mA na funkci sinus s amplitudou 6 mA. Krajiní hodnoty proudů jednotlivých aproximačních úseček převodní charakteristiky jsou uvedeny v tab. 9.2. Pomocí rovnic 9.5 – 9.14, byly vypočteny hodnoty jednotlivých rezistorů, pro výpočty bylo uvažováno prahové napětí diod v propustném směru  $U_D = 0,6$  V. Vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 9.3. Pro takto navržený měnič byly provedeny simulace s ideálním proudovým sledovačem, převodní charakteristika je zobrazena na obr. 9.7 a průběhy vstupního, výstupního a ideálně sinusového signálu pro frekvenci  $f = 500$  kHz jsou na obr. 9.8.

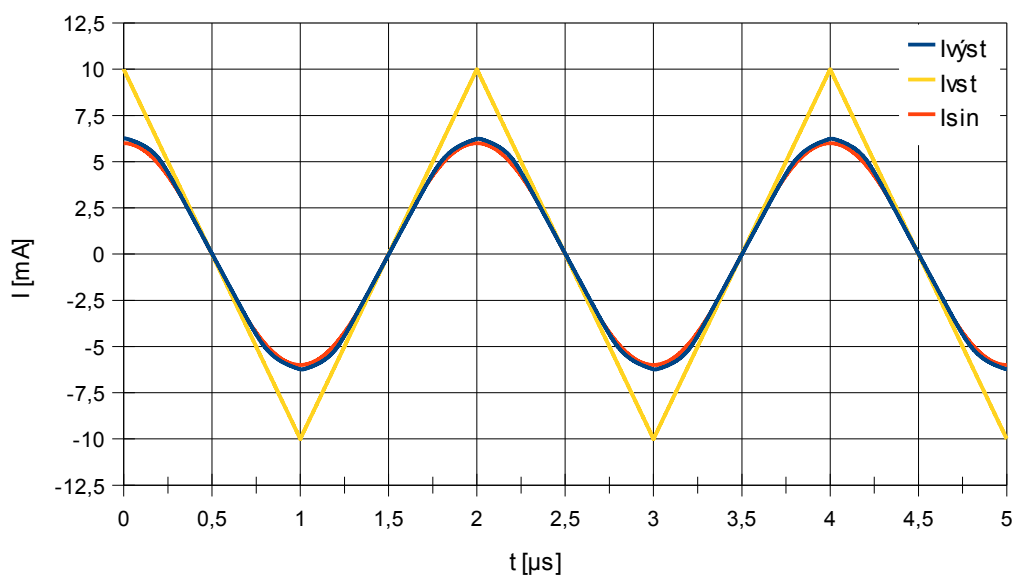
Tab. 9.3 Hodnoty rezistorů funkčního měniče.

Rezistor	Hodnota [ $\Omega$ ]	Rezistor	Hodnota [k $\Omega$ ]	Rezistor	Hodnota [k $\Omega$ ]
$R_0$	5000	$R_2$	2290	$R_4$	420
$R_1$	700	$R_3$	131	$R_D$	10



Obr. 9.7 Převodní charakteristika diodového funkčního měniče





Obr. 9.8 Průběhy vstupního a výstupního signálu měniče pro  $f = 500 \text{ kHz}$

Ze simulací bylo zjištěno, že simulovaný obvod plní funkci měniče trojúhelníkového signálu na sinusový s menším zkreslením. Toto zkreslení je způsobeno malým množstvím aproximačních úseků přenosové charakteristiky a tím že pro výpočty hodnot součástek se uvažuje částečná idealizace diod. Při všech simulacích byly použity diody 1N4148 tudíž zkreslení výstupního signálu je způsobeno vlastnostmi těchto diod.

## 10 Okrajovače

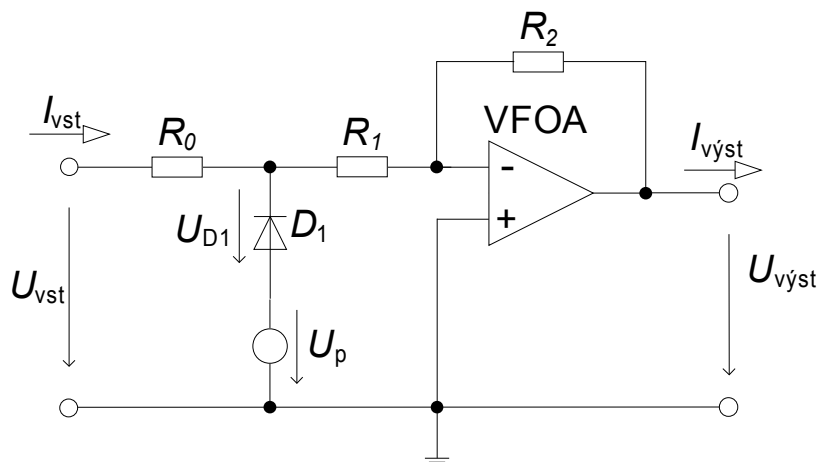
Okrajovače jsou elektronické obvody, které umožňují omezit velikost napěťového nebo proudového signálu. Využívají se např. jako ochranné obvody zapojené na signálních nebo napájecích vstupech jiných obvodů. Okrajovače můžeme rozdělit podle různých hledisek:

- podle typu zpracovávaného signálu
  - napěťové
  - proudové
- podle způsobu okrajování signálu
  - dolní okrajovač
  - horní okrajovač
  - oboustranný okrajovač
- podle změny polarity signálu
  - invertují
  - neinvertují

V této kapitole budou popisovány čtyři základní typy diodových okrajovačů s aktivními prvky. Invertující dolní napěťový okrajovač s VFOA viz. kap. 10.1. Invertující oboustranný napěťový okrajovač s VFOA viz. kap. 10.2. Proudový horní okrajovač s CF viz. kap. 10.3 a proudový oboustranný okrajovač s CF viz. kap. 10.4.

### 10.1 Invertující dolní napěťový okrajovač s VFOA

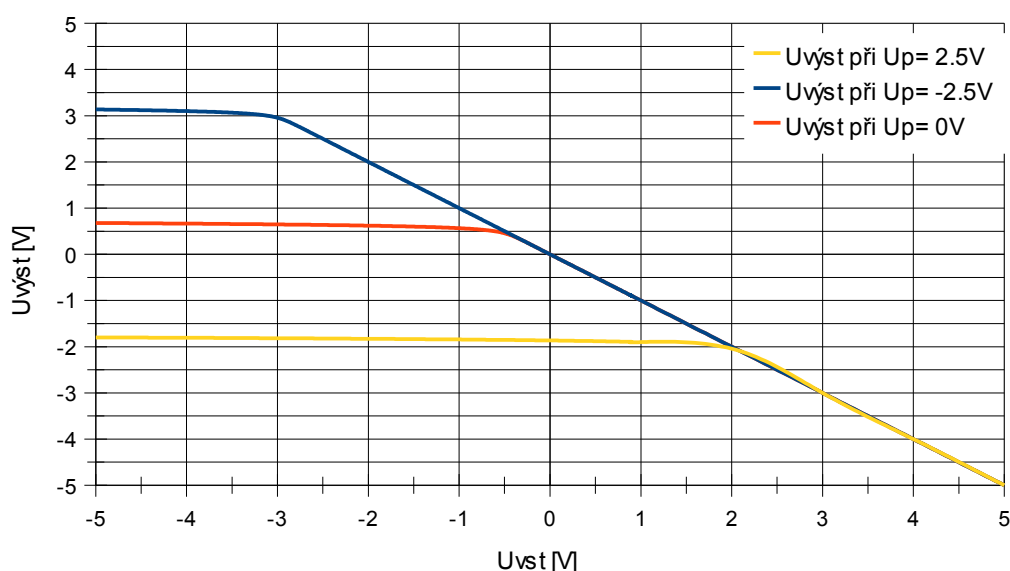
Tento obvod z obr. 10.1 využívá pro svou funkci usměrňovací vlastnosti polovodičové usměrňovací diody, na kterou je přivedeno předpětí  $U_p$ , kterým lze nastavit velikost napětí, od kterého bude obvod okrajovat vstupní napětí.



Obr. 10.1 Invertující dolní napěťový okrajovač s VFOA.

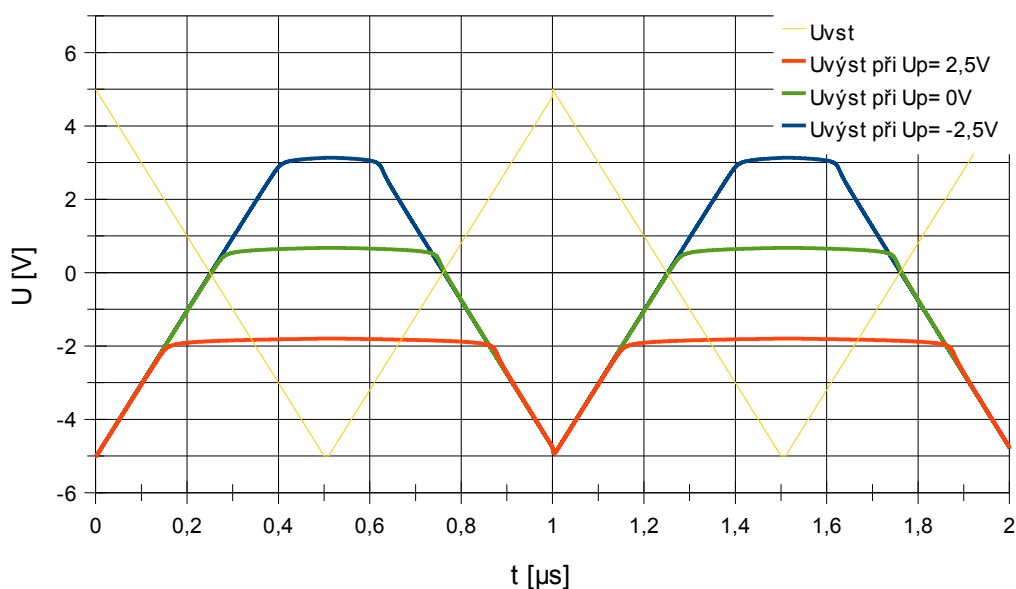
Velikost okrajovacího napětí  $U_{OK}$  lze vypočítat pomocí vztahu 10.1. Rezistory  $R_1$  a  $R_2$  se většinou volí stejné a v takovém případě je okrajovací napětí závislé pouze na nastaveném předpětí  $U_p$  a na napětí diody  $D_1$  v propustném směru.

$$U_{OK} = (U_{D1} + U_p) \cdot \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.1)$$



Obr. 10.2 Převodní charakteristika invertujícího dolního okrajovače.

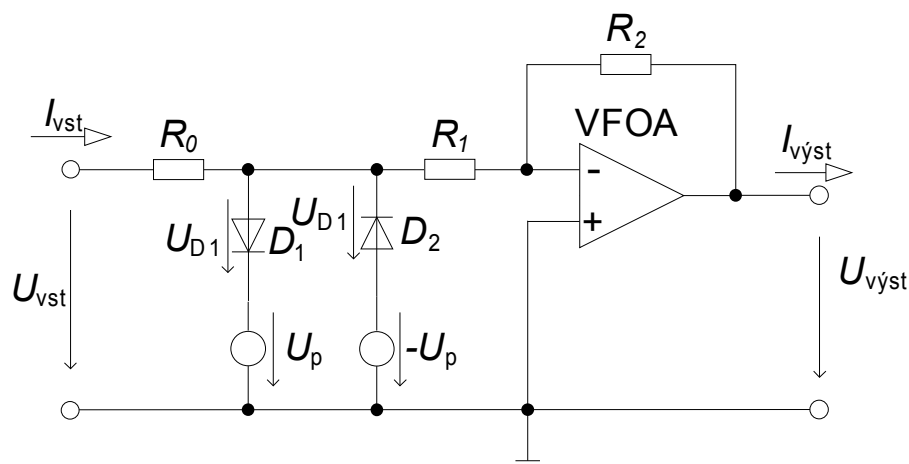
Na obr. 10.2 je ukázána převodní charakteristika okrajovače při  $U_p = -2,5$  V,  $U_p = 0$  V a  $U_p = 2,5$  V. Průběhy vstupního a výstupního napětí při frekvenci 1 MHz jsou zobrazeny na obr. 10.3.



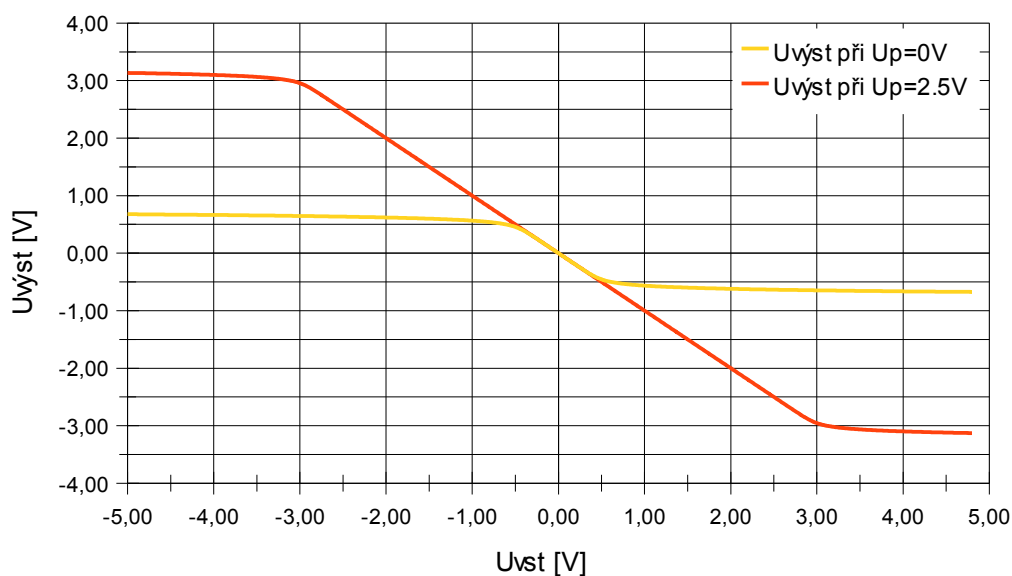
Obr. 10.3 Průběhy vstupního a výstupních signálů dolního napěťového okrajovače.

## 10.2 Invertující oboustranný napěťový okrajovač s VFOA

Zapojení oboustranného invertujícího okrajovače obr. 10.4 vychází z předchozího obvodu, který byl doplněn o další diodu a zdroj předpětí, které mu umožňují okrajovat napětí opačné polarity signálu. Převodní charakteristika takto sestaveného obvodu při použitých předpětích  $U_p = 2,5 \text{ V}$  a  $U_p = 0 \text{ V}$  je na obr. 10.5. Průběhy vstupního a výstupního signálu jsou na obr. 10.6.

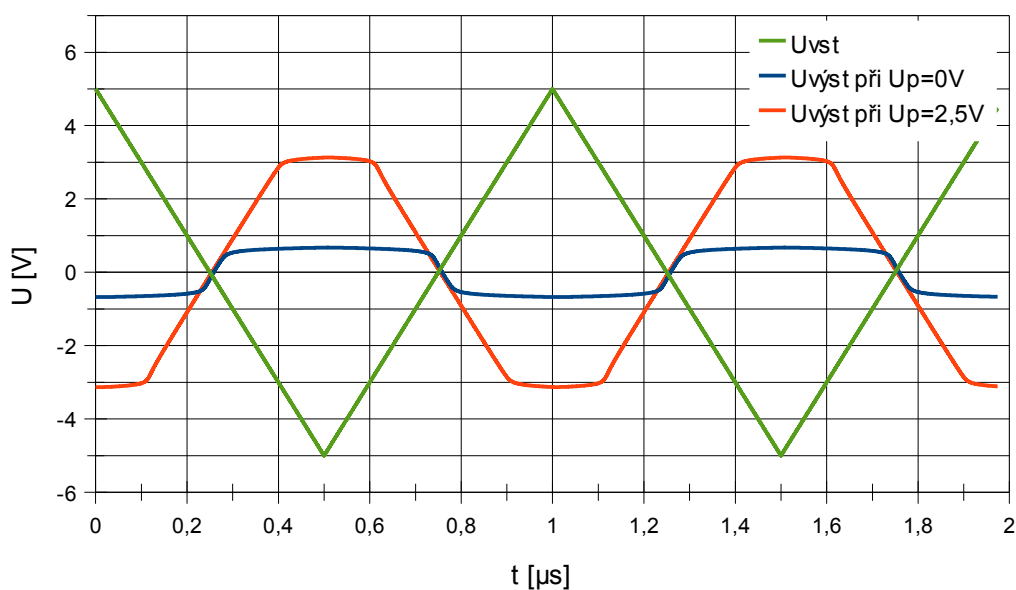


Obr. 10.4 Invertující oboustranný napěťový okrajovač s VFOA.



Obr. 10.5 Převodní charakteristika invertujícího oboustranného okrajovače.

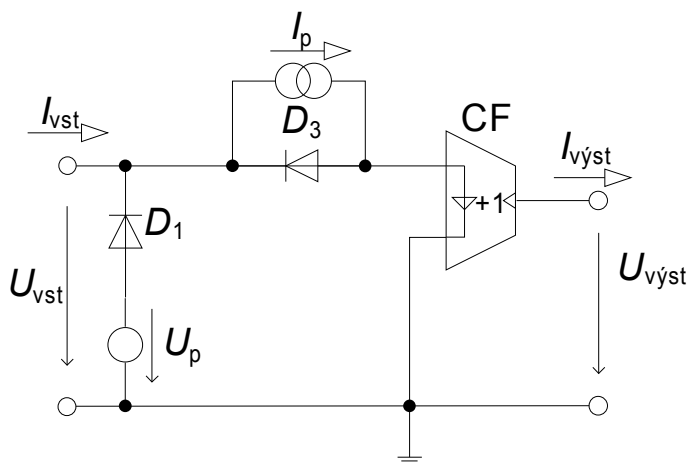
U tohoto obvodu je také možné nastavit pro každou polaritu vstupního signálu jiné okrajovací napětí změnou předpětí pouze u příslušné diody.



Obr. 10.6 Průběhy vstupního a výstupních signálů oboustranného napěťového okrajovače.

### 10.3 Horní proudový okrajovač s CF

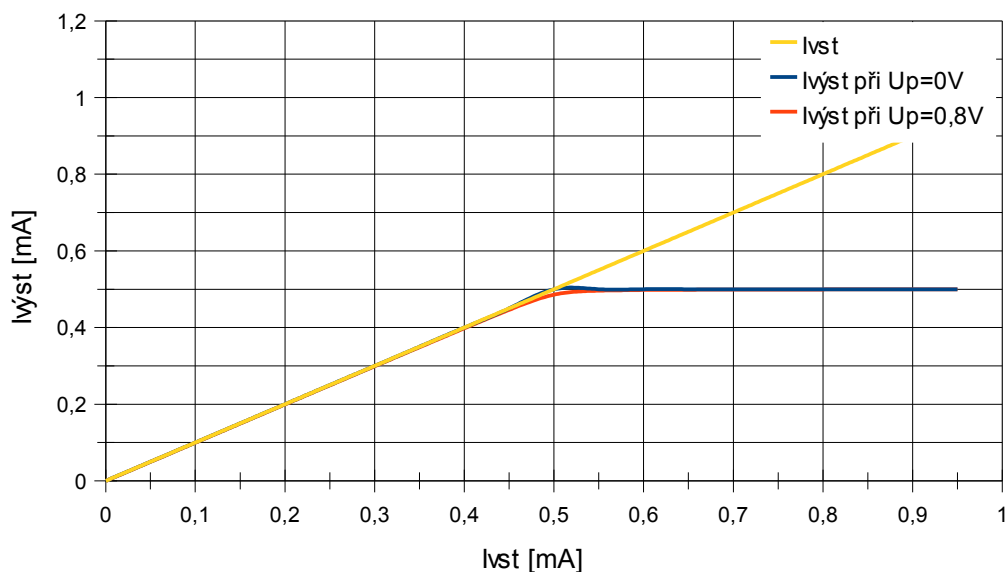
Tento typ okrajovače umožňuje omezovat proudový signál procházející obvodem. Jeho zapojení obr. 10.7 využívá oproti předchozím obvodům proudový zdroj umožňující nastavit pracovní proud diody. Převodní charakteristika okrajovače při  $I_p = 0,5 \text{ mA}$  je na obr. 10.8.



Obr. 10.7 Horní proudový okrajovač s CF.

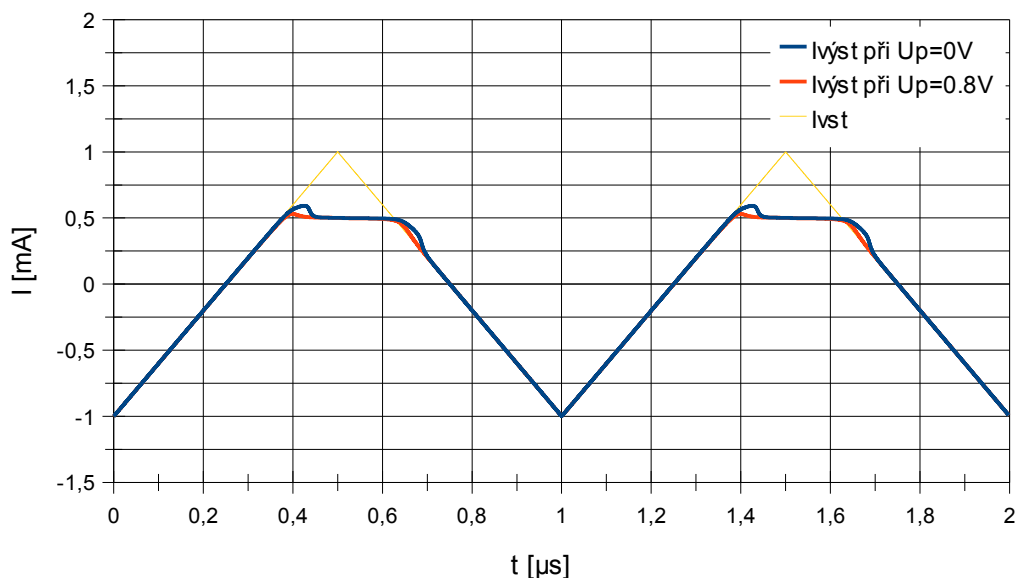
Hodnota okrajovacího proudu je dána vztahem 10.2.

$$I_{OK} = I_p \quad (10.2)$$



Obr. 10.8 Převodní charakteristika proudového horního okrajovače.

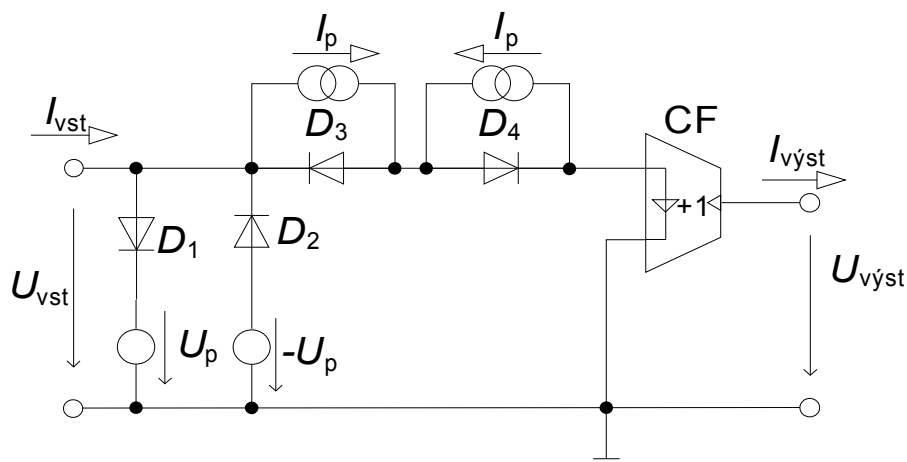
Z průběhů signálů na obr. 10.9 je vidět, že při zvýšení vstupního proudu nad okrajovací hodnotu nastavenou proudem  $I_P$  nedojde k omezení proudu ihned, ale až po určité době. Tento jev je způsoben závěrnou zotavovací dobou diody  $D_1$  a lze jej částečně potlačit nastavením předpětí  $U_P$  na diodě  $D_1$ , jak je vidět na obr. 10.9. Při vyšších hodnotách předpětí  $U_P$  se zvyšuje deformace průběhu signálu.



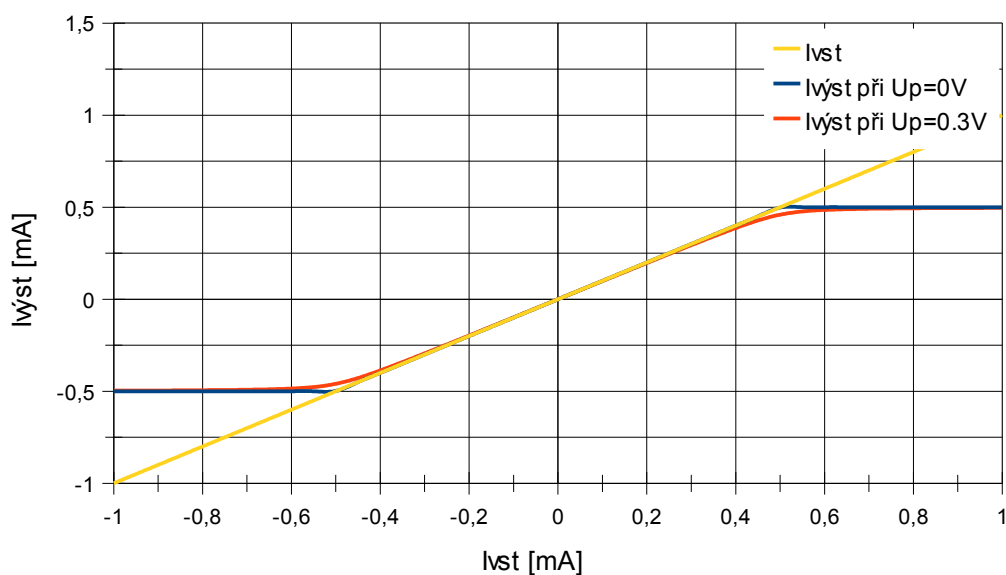
Obr. 10.9 Průběhy vstupního a výstupních signálů horního proudového okrajovače.

## 10.4 Proudový oboustranný okrajovač s CF

Zapojení oboustranného proudového okrajovače obr. 10.10 vychází z předchozího obvodu, který byl doplněn o další dvojici diod a zdroje předpětí a proudu zapojenými opačně oproti původnímu obvodu. Takto upravený obvod umožňuje okrajovat proud obou polarit. Převodní charakteristika sestaveného obvodu při použitých předpětích  $U_P = 2,5 \text{ V}$  a  $U_P = 0 \text{ V}$  je na obr. 10.11.

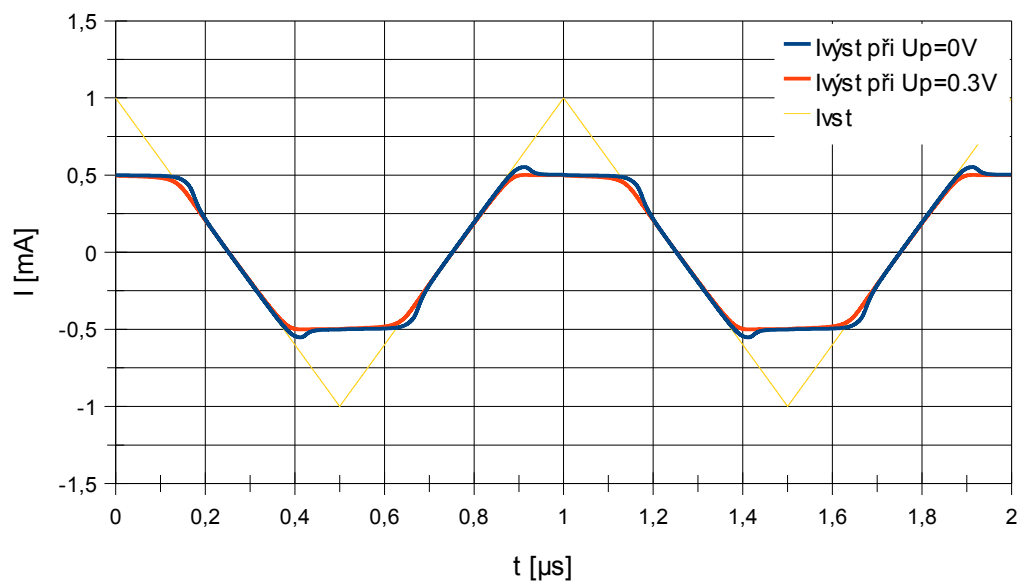


Obr. 10.10 Proudový oboustranný okrajovač s CF.



Obr. 10.11 Převodní charakteristika proudového oboustranného okrajovače.

U tohoto obvodu je také možné nastavit pro každou polaritu vstupního signálu jiný okrajovací proud změnou proudů  $I_p$  u jednotlivých zdrojů proudu. Průběhy vstupního a výstupního signálu jsou na obr. 10.12.



Obr. 10.12 Průběhy vstupního a výstupních signálů proudového oboustranného okrajovače.

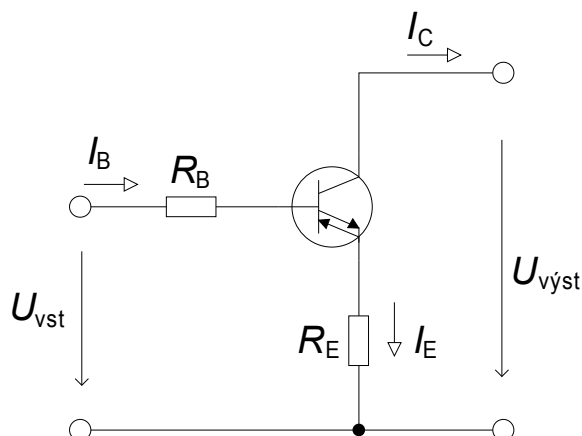


## 11 Experimentální měření a zhodnocení výsledků

Pro praktickou realizaci byl vybrán obvod dvoucestného přesného usměrňovače s proudovým sledovačem popsáný v kap. 8.4. Tento usměrňovač je schopen pracovat ve dvou režimech, v čistě proudovém režimu nebo ve smíšeném režimu, ve kterém je na vstup přiváděn proudový signál a z výstupu je získáván signál napětový, který vzniká na zatěžovacím rezistoru. Oba typy usměrňovačů budou realizovány s usměrňovacími diodami 1N4148.

Pro realizaci a měření proudového usměrňovače je nutné, aby vstupním signálem byl proud. Většina generátorů signálů však generuje pouze napětové signály, proto byl nejdříve navrhnut převodník U/I, kterým se napětový signál transformuje na proudový. Jako převodník U/I byl použit obvod OPA860 obsahující bipolární OTA zesilovač a napětový opakovací. OTA zesilovač je možné popsat jako ideální tranzistor se třemi branami:

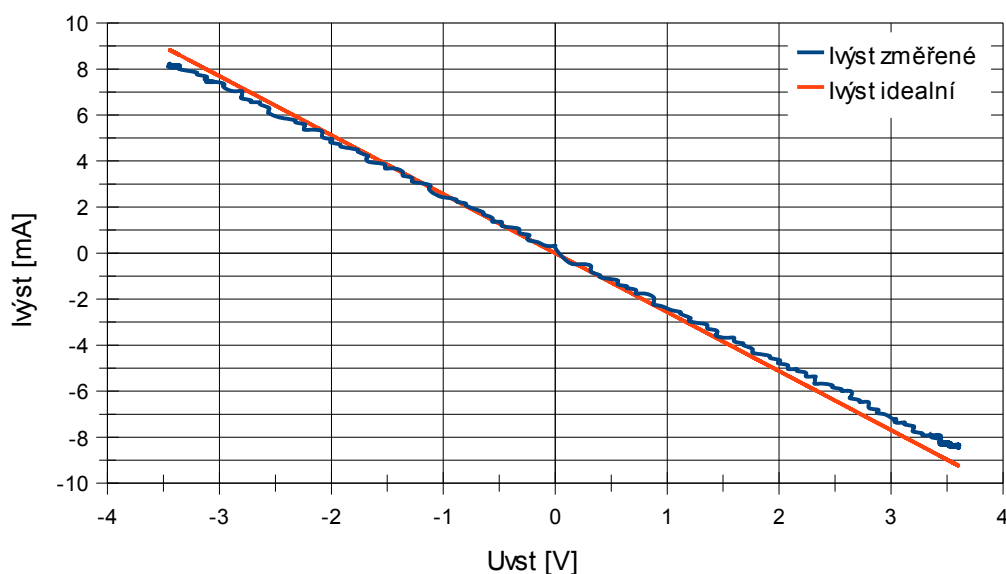
- vysokoimpedanční vstup (báze)
- nízkoimpedanční vstup/výstup (emitor)
- proudový výstup (kolektor)



Obr. 11.1 Zjednodušené zapojení převodníku U/I.

Přenos převodníku z obr. 11.1 je dán vztahem 11.1. Pro realizaci převodníku byl zvolen odpor emitoru  $R_E = 390 \, \Omega$ . Ideální a změřená převodní charakteristika převodníku U/I je zobrazena na obr. 11.2. Schéma převodníku vytvořené v programu Eagle je v příloze A obr. A.1 část 1.

$$I_{\text{výst}} = \frac{U_{\text{vst}}}{R_E} \quad (11.1)$$



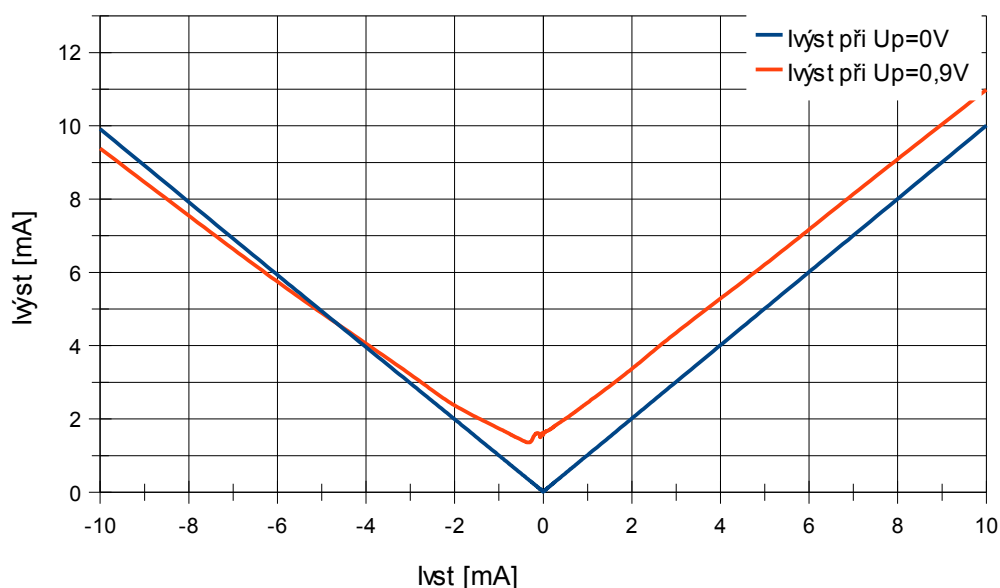
Obr. 11.2 Převodní charakteristika převodníku U/I.

Z předchozího obrázku je vidět že naměřená převodní charakteristika má menší sklon než by měla mít ideální charakteristika, což je způsobeno nepřesností hodnoty reálného rezistoru a parazitními odpory integrovaného obvodu OPA860.

### 11.1 Přesný dvoucestný usměrňovač v proudovém režimu

Pro realizaci přesného usměrňovače obr. 8.6 z kap. 8.4 byl opět použit obvod OPA860, tentokrát zapojený jako proudový sledovač. Bylo vytvořeno odpovídající schéma zapojení v programu Eagle viz. příloha A. obr. A.1 část 2, ve kterém byly doplněny blokové a filtrovací kondenzátory, bázevé rezistory a rezistory  $R_{ADJ}$ . Dále byly přidány piny pro jednodušší připojení měřících sond a pin  $UB2$  pro možnost nastavení pracovního bodu diod předpětím  $U_p$ . Hodnoty rezistorů  $R_B$  a  $R_{ADJ}$  byly zvoleny z možného rozsahu uvedeného v dokumentaci obvodu OPA860. Pro měření výstupního proudu byl sestrojen převodník I/U jehož schéma a hodnoty součástek jsou uvedeny v příloze A obr. A.1 část 3.

Pro měření převodní charakteristiky obvodu v proudovém režimu nebyly na zhotovené desce viz. příloha A obr. A.1 osazené rezistory  $R_{VYST}$ ,  $R_{S2}$  a  $R_{S1}$  a byl odpojen převodník U/I. Pomocní přesného zdroje proudu byl přiváděn proud na vstup usměrňovače (pin IVST) v rozsahu  $-10\text{ mA} - 10\text{ mA}$  a na výstupu usměrňovač (pin IVYST) byla měřena příslušná proudová odezva obvodu. Graf naměřené převodní charakteristiky pro hodnotu předpětí  $U_p = 0$  a  $0,9\text{ V}$  je na obr. 11.3.

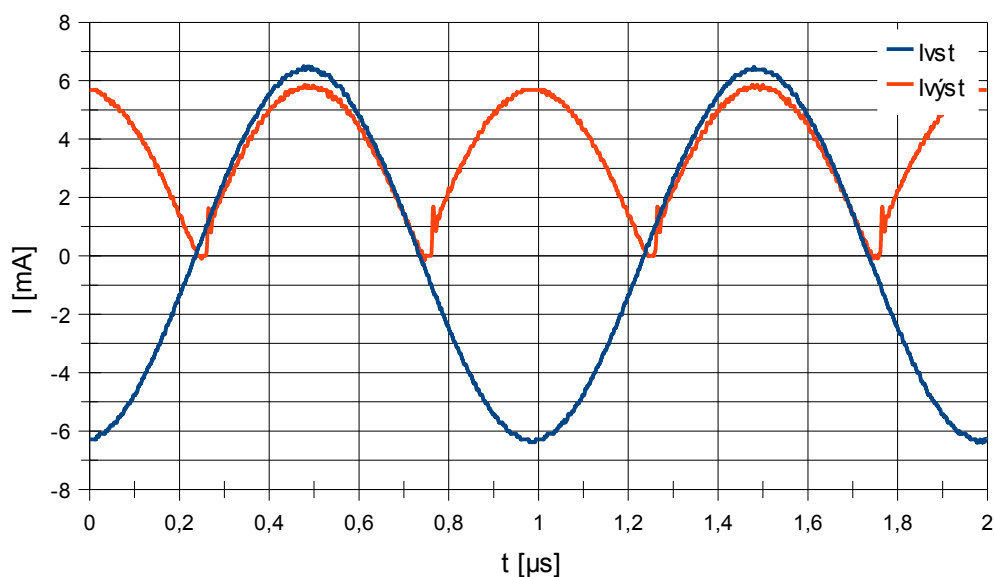


Obr. 11.3 Převodní charakteristika usměrňovače v proudovém režimu.

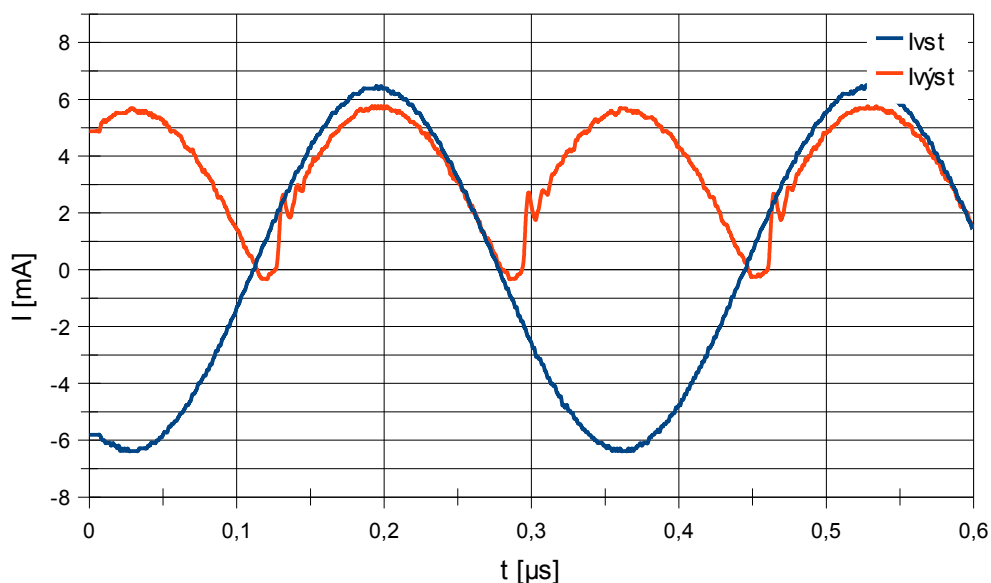
Z obr. 11.3 je patrné, že pro předpětí  $U_p = 0 \text{ V}$  je převodní charakteristika téměř ideální. Při předpětí  $U_p = 0,9 \text{ V}$  se projevilo zvýšení výstupního proudu usměrňovače v důsledku změny pracovního bodu. Pro střídavou analýzu v proudovém režimu bylo zapojení součástek na desce plošných spojů upraveno takto:

- zapojen rezistor  $R_{S1}$  a převodník U/I
- odpojeny  $R_{S2}$  a  $R_{VYST}$

Pro střídavou analýzu byl na vstup převodníku U/I pin UVST připojen generátor střídavého sinusového napětí a na výstup převodníku I/U byl připojen digitální osciloskop. Střídavá analýza byla provedena pro frekvence vstupního signálu  $f = 1 \text{ MHz}$  a  $3 \text{ MHz}$  při předpětí  $U_p = 0 \text{ V}$ . Průběhy signálů jsou ukázány na obr. 11.4 a 11.5.

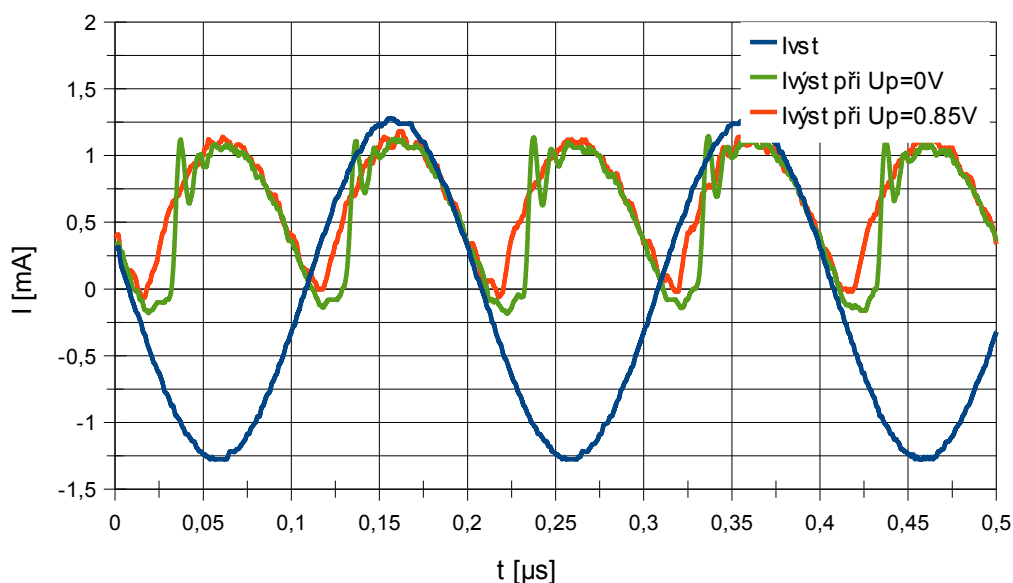


Obr. 11.4 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při  $f = 1 \text{ MHz}$ .



Obr. 11.5 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při  $f = 3$  MHz.

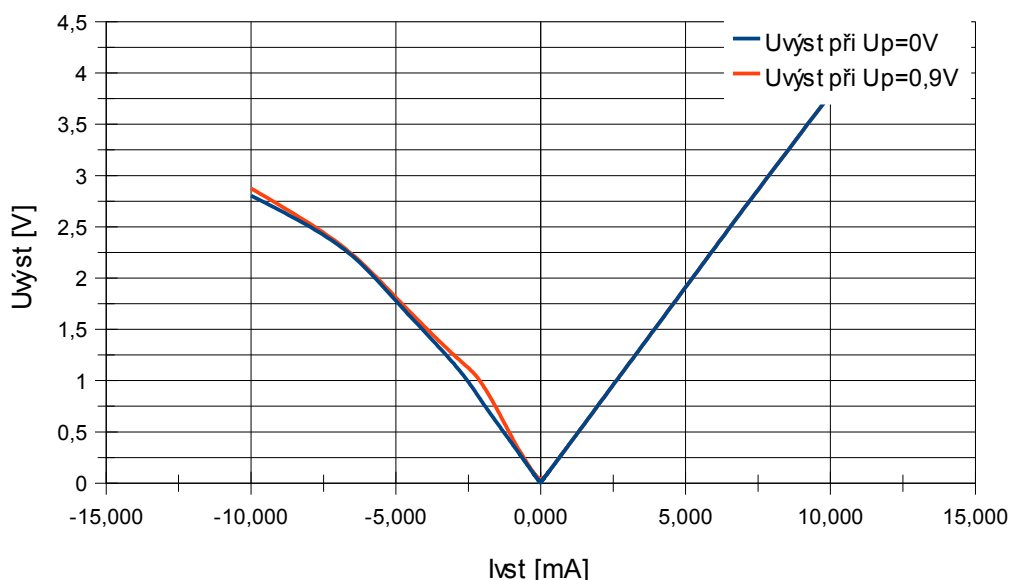
Z průběhů je patrné že při frekvenci 3 MHz se již značně projevuje vliv závěrné zotavovací doby diod a výstupní signál začíná být značně zkreslený. Dále byla hledána taková velikost předpětí  $U_p$ , při které by obvod pracoval dostatečně přesně i pro frekvenci 5 MHz. Měřením bylo zjištěno, že při frekvenci 5 MHz je nejvhodnější nastavení předpětí  $U_p = 0,85$  V, při kterém je vliv závěrné zotavovací doby diod nejlépe potlačen. Další zvyšování  $U_p$  již nevedlo ke zlepšení tvaru výstupního signálu, ale pouze k zvýšení výstupního proudu. Naměřené průběhy proudů při  $f = 5$  MHz a předpětí  $U_p = 0$  V a  $U_p = 0,85$  V jsou zobrazeny na obr. 11.6.



Obr. 11.6 Průběhy signálů usměrňovače v proudovém režimu při  $f = 5$  MHz.

## 11.2 Přesný dvoucestný usměrňovač ve smíšeném režimu

Pro měření převodní charakteristiky obvodu ve smíšeném režimu nebyl na zhotovené desce viz. příloha A obr. A.1 osazený rezistor  $R_{S1}$  a byl odpojen převodník U/I, rezistory  $R_{S2}$ ,  $R_{VYST}$  byly zapojeny. Pomocní přesného zdroje proudu byl přiváděn proud na vstup usměrňovače (pin IVST) v rozsahu -10 mA až 10 mA a na výstupu usměrňovače (pin UVYST) byla měřena příslušná napěťová odezva obvodu. Graf naměřené převodní charakteristiky pro hodnotu předpětí  $U_P = 0$  a 0,9 V je na obr. 11.7.

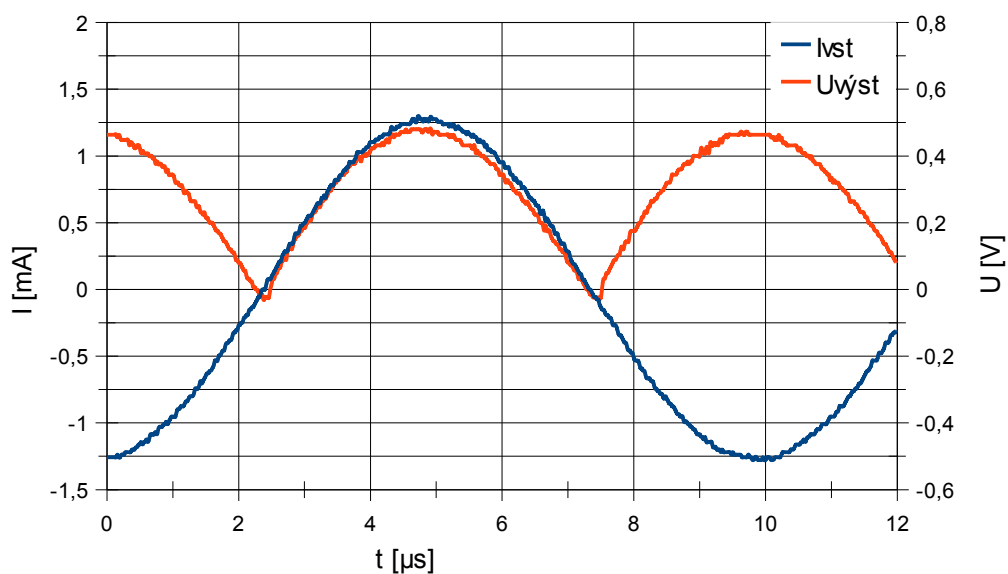


Obr. 11.7 Převodní charakteristika usměrňovače ve smíšeném režimu.

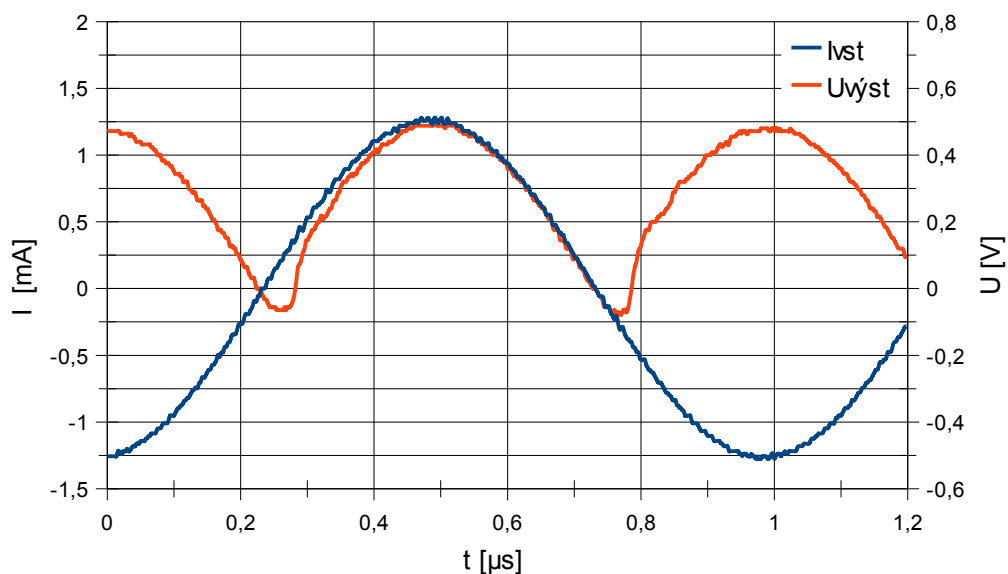
Z obr. 11.7 je patrné, že pro obě předpětí  $U_P = 0$  V a 0,9 V je převodní charakteristika téměř ideální pro kladné hodnoty vstupního proudu. Pro záporné hodnoty vstupního proudu je převodní charakteristika značně deformována. Tato deformace charakteristiky nezávisí na velikosti předpětí  $U_P$ . Pro střídavou analýzu v proudovém režimu bylo zapojení součástek na desce plošných spojů upraveno takto:

- zapojen převodník U/I
- odpojen rezistor  $R_{S1}$

Pro střídavou analýzu byl na vstup převodníku U/I (pin UVST) připojen generátor střídavého sinusového napětí a na výstup usměrňovače (pin UVYST) byl připojen digitální osciloskop. Střídavá analýza byla provedena pro frekvence vstupního signálu  $f = 100$  kHz a 1 MHz. Průběhy signálů jsou ukázány na obr. 11.8 a 11.9.

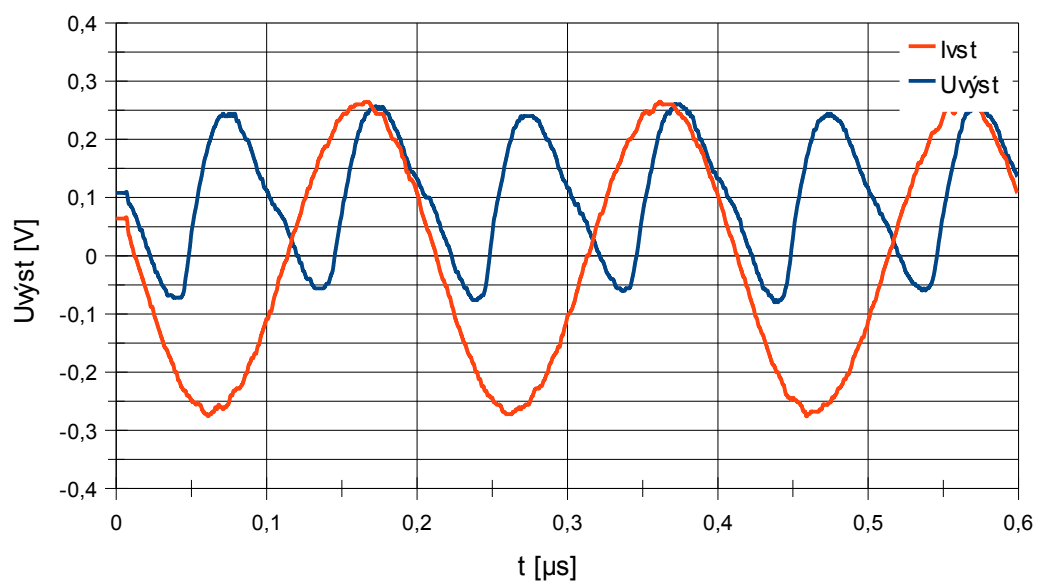


Obr. 11.8 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při  $f = 100$  kHz.



Obr. 11.9 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při  $f = 1$  MHz.

Z průběhů je patrné, že při frekvenci 1 MHz se již značně projevuje vliv závěrné zotavovací doby diod a výstupní signál začíná být značně zkreslený. Průběh výstupního napětí usměrňovače při  $f = 3$  MHz ukazuje, že výstupní signál je již natolik zkreslený, že obvod již neplní funkci přesného usměrňovače.



Obr. 11.10 Průběhy signálů usměrňovače ve smíšeném režimu při  $f = 3$  MHz.

## 12 Závěr

V úvodní části diplomové práce bylo popsáno základní rozdělení metod, kterými je možné řešit nelineární obvody. U každé z těchto metod byl uveden její základní princip a pro jaký typ analýzy je možné danou metodu využít. V další části byly uvedeny základní informace o funkčním bloku proudovém sledovači (CF) a jeho speciální variantě vícevýstupovém proudovém sledovači (MO-CF). Pro tento sledovač byl vytvořen jeho makromodel, který byl využíván při simulacích. Dále byl popsán proudový operační zesilovač (COA) a jeho základní vlastnosti a výhody oproti typickým napěťovým operačním zesilovačům. Byl uveden postup náhrady za klasický VFOA pomocí proudového operačního zesilovače. Byl sestaven reálný model proudového operačního zesilovače pro simulace v programu PSpice.

Následně byly uvedeny základní teoretické poznatky o proudových konvejerech (CC) a jejich rozdělení podle typů a generací. Dále byl popsán univerzální proudový konvektor (UCC), který byl využit v simulacích. V další části diplomové práce byla probírána problematika reálných vlastností polovodičových diod, byla zkoumána závěrná zotavovací doba ( $t_k$ ).

Dále byly popsány různé typy zapojení přesných usměrňovačů, nejvíce byly prozkoumány dvoucestné usměrňovače obsahující napěťové operační zesilovače, proudové sledovače, proudové operační zesilovače a proudové konvejery. Pro každý z těchto obvodů byly provedeny simulace v programu PSpice, aby byly zjištěny jejich vlastnosti. Následně byla pozornost věnována nastavení obvodů tak, aby se co nejvíce zvýšila maximální frekvence, kterou jsou obvody ještě schopny zpracovávat, aniž by docházelo k deformacím výstupního signálu. Zároveň byla pozornost věnována nastavení obvodů tak, aby byly schopny usměrňovat signály s minimální amplitudou signálů. Navrženým kritériím nejvíce vyhovoval přesný dvoucestný usměrňovač s proudovým sledovačem, který byl schopen zpracovávat signály s frekvencí až 5 MHz.

V následující části byly zpracovány dva návrhy diodového funkčního měniče, funkční měnič s napěťovým operačním zesilovačem a funkční měnič s proudovým sledovačem. Pro oba navržené funkční měniče byly provedeny simulace a bylo zjištěno, že funkční měnič s VFOA je schopen pracovat s malým zkreslením až do frekvence vstupního signálu  $f = 100$  kHz a funkční měnič s CF je schopen zpracovávat signály s frekvencí několika MHz.

Dále byly popsány různé druhy napěťových a proudových okrajovačů, ze kterých byly blíže zkoumány čtyři druhy diodových okrajovačů s aktivními prvky, napěťový dolní okrajovač s VFOA, napěťový oboustranný okrajovač s VFOA, proudový horní okrajovač s CF a proudový oboustranný okrajovač s CF.

Pro ověření skutečných vlastností přesných usměrňovačů byl vybrán obvod přesného usměrňovače, který ze všech zkoumaných obvodů vykazoval nejlepší schopnosti zpracovávat vysoké frekvence signálů. Tento obvod byl prakticky realizován pro možnost použití ve dvou režimech. V proudovém režimu byl obvod schopen přesného usměrňování proudového signálu až do frekvence 3 MHz a při použití předpětí 0,85 V pro nastavení pracovních bodů diod bylo možné usměrňovat signály s frekvencí přes 5 MHz. Ve smíšeném režimu, kdy se na výstupu usměrňovače měřil napěťový



signál, byl obvod schopen přesného usměřňování signálu pouze do frekvence asi 1 MHz. Při vyšších frekvencích vstupního signálu byl výstupní signál natolik zkreslený, že obvod již neplnil ani funkci usměřňovače.

## 13 Literatura

- [1] KOUŘIL, F.; VRBA, K., *Teorie nelineárních a parametrických obvodů*. 1. vyd. Praha : Státní nakladatelství technické literatury. 1981. 320 s, 04-520-81
- [2] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. Praha: BEN Technická literatura, 2004. s. 1 ( s.)ISBN: 80-7300-125- X.
- [3] KUBÁNEK, D.; VRBA, K. Rectifiers with Current Conveyors and Current Followers. In *9-th International Conference Research in Telecommunication Technology RTT 2008*. 1. Bratislava, Slovak Republic: Slovenská Technická Univerzita v Bratislave, 2008. s. 1-5. ISBN: 978-80-227-2939-0.
- [4] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 42, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [5] KUBÁNEK, D.; VRBA, K.; SHKLYAEVA, A. Current Operational Amplifier and its Utilization in Filters with Synthetic Immittance. In *Proceedings of the First Forum of Young Researchers, EQ-2008*. Izhevsk, Russia: Izhevsk State Technical University, 2008. s. 304-310. ISBN: 978-5-7526-0355-6.
- [6] VRBA, K.; JEŘÁBEK, J. Vybrané vlastnosti universálního proudového konvejeoru - ukázka návrhu aplikace. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2006, roč. 2006, č. 33, s. 1-4. ISSN: 1213- 1539.
- [7] KUBÁNEK, D.; VRBA, K.; KOTON, J. Current- Mode Rectifiers and Analysis of Diode Reverse Recovery Time Influence. In *Proceedings of the 32th International Conference Telecommunications and Signal Processing, TSP 2009*. Budapest: Asszisztencia Szervezo Kft., 2009. s. 1-5. ISBN: 978-963-06-7716- 5.
- [8] TOUMAZOU, C.; LIDGEY, F.J.; HAYATLEH, K. *New Current-mode Precision Rectifiers*, School of Engineering, Oxford Brookes University, Headington, Oxford OX3 8NU, UK, Department of Electrical Engineering, Imperial College, Exhibition Road, London SW7 2BT, UK., 2004, p. 1322-1325
- [9] HANÁK, P.; KUBÁNEK, D. *Laboratorní cvičení z Analogové techniky. Kód TKO 07-065*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. s. 1-47.

## 14 Přehled použitých zkratk, veličin a symbolů

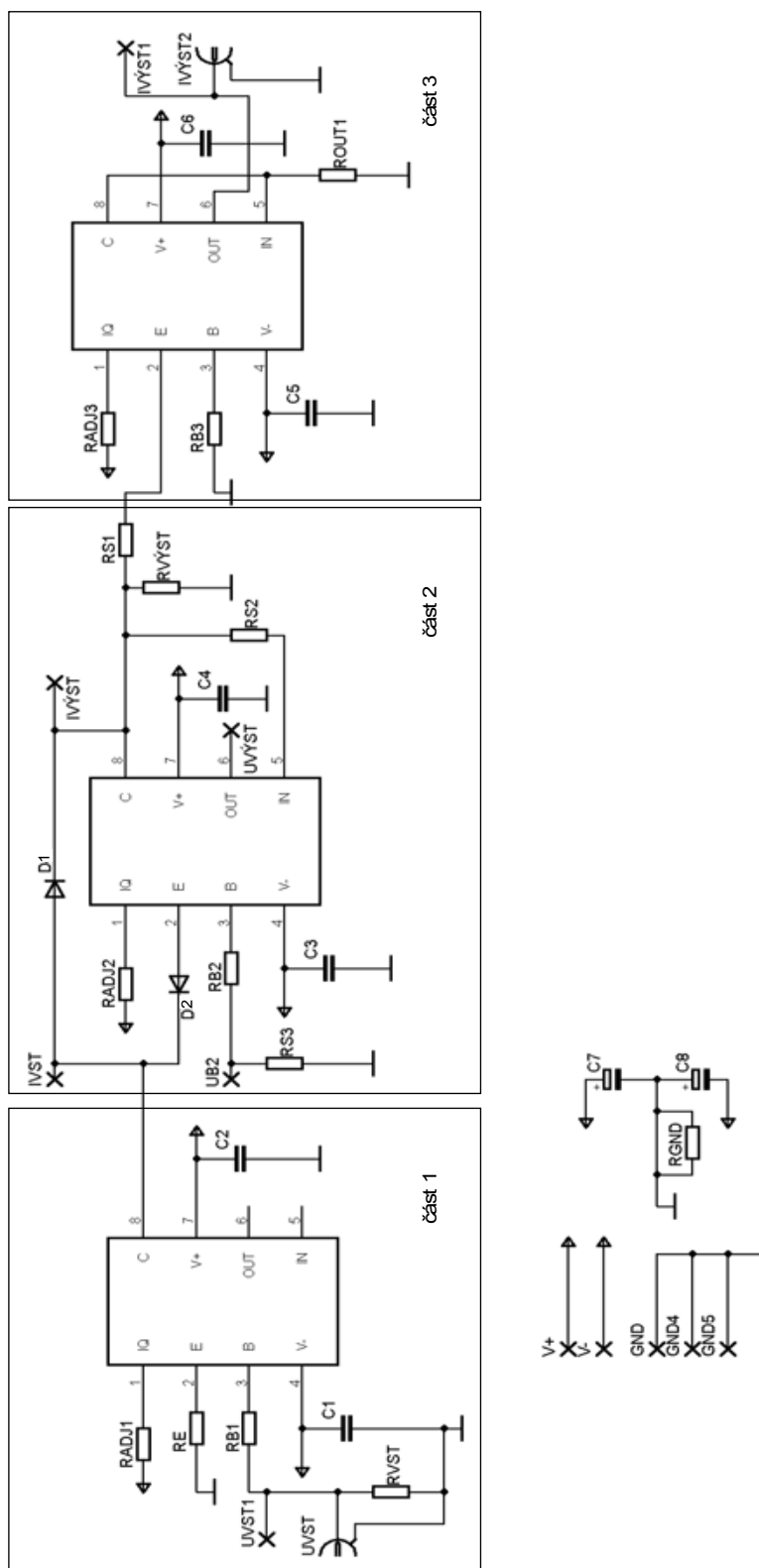
$\alpha, \beta, \gamma$	Obecné koeficienty konveju
$\beta$	Proudové zesílení
A	Zesílení
b	Konstanta
C	Kondenzátor
CC	Proudový konveju
CCCS	Proudem řízený zdroj proudu
CF	Proudový sledovač
COA	Proudový operační zesilovač
D	Dioda
f	Frekvence
F	Proudem řízený zdroj proudu
G	Napětím řízený zdroj proudu
GCC	Obecný tříbranový proudový konveju
I	Proud
IVST	Proudový vstupní pin
IVYST	Proudový výstupní pin
I/U	Převodník proud napětí
MO-CF	Vícevýstupový proudový sledovač
OTA	Transkonduktanční zesilovač
OZ	Operační zesilovač
$P_s$	Střední parametr
$Q_1, Q_2$	Tranzistory
R	Rezistor
t	čas
U	Napětí
UB2	Napět'ový vstupní pin
UCC	Univerzální proudový konveju
UVST	Napět'ový vstupní pin
UVYST	Napět'ový výstupní pin
U/I	Převodník napětí proud
VCVS	Napětím řízený zdroj napětí
VFOA	Napět'ový operační zesilovač
<b>x, y, X, Y</b>	Vstupní svorky konveju
$X_1, Y_1$	Amplitudy 1. harmonické složky
<b>z, Z</b>	Výstupní svorky konveju

## Seznam příloh

A. Návrh přesného proudového usměrňovače s CF.....	61
A.1 Celkové obvodové zapojení usměrňovače v programu Eagle.....	61
A.2 Seznam součástek .....	62
A.3 Obraz spojů navrstvě top .....	63
A.4 Rozložení součástek strana top.....	63
A.5 Rozložení součástek strana bottom.....	64
A.6 Realizovaný přesný proudový usměrňovač.....	64

## A. Návrh přesného proudového usměrňovače s CF

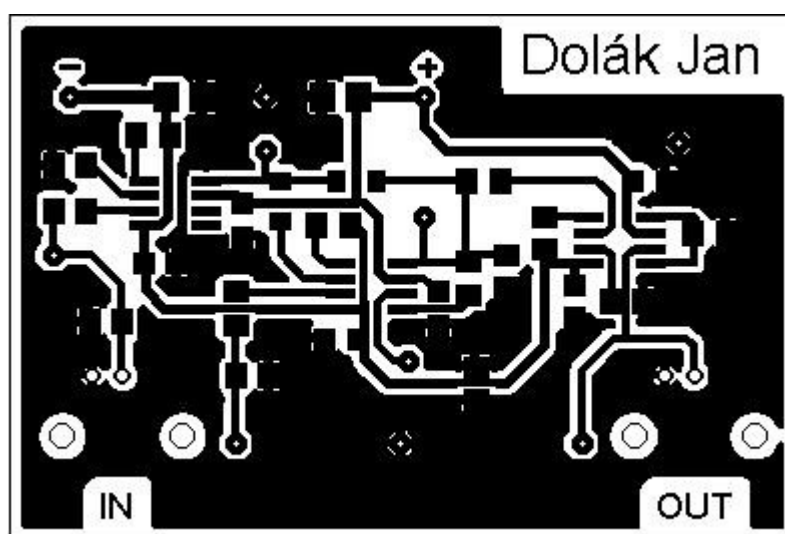
### A.1 Celkové obvodové zapojení usměrňovače v programu Eagle



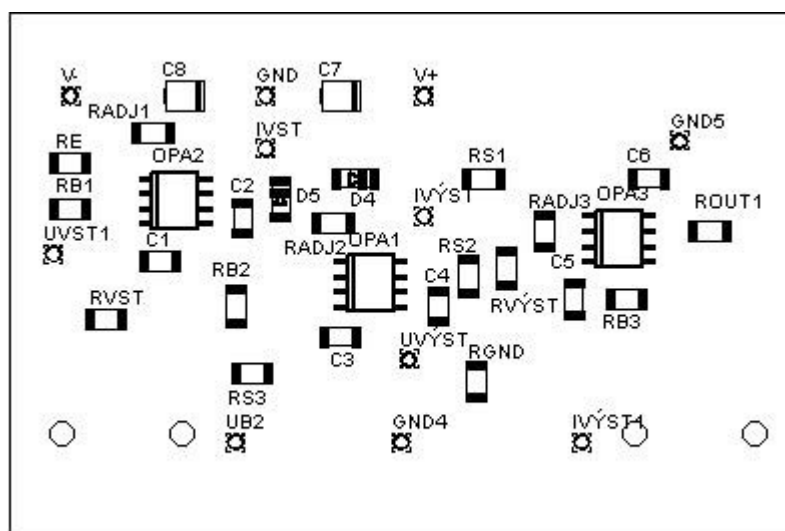
## A.2 Seznam součástek

součástka	hodnota	pouzdro	popis
C1 - C6	100p a 56n	C1206	Paralelní kombinace kondenzátorů SMD
C7, C8	10 $\mu$	B/3528-21R	Tantalový kondenzátor SMD
D1, D2	1N4148	MINIMELF	Dioda 1N4148
GND	1,6/0,8		Pin pro připojení napájení
GND4	1,6/0,8		Pin pro připojení kabelů
GND5	1,6/0,8		Pin pro připojení kabelů
IVÝST	1,6/0,8		Pin pro připojení kabelů
IVÝST1	1,6/0,8		Pin pro připojení kabelů
IVÝST2		BNC	Výstupní BNC konektor
IVST	1,6/0,8		Pin pro připojení kabelů
OPA1	OPA860	SO-08	OPA860
OPA2	OPA860	SO-08	OPA860
OPA3	OPA860	SO-08	OPA860
RADJ1	200	M1206	Rezistor SMD
RADJ2	200	M1206	Rezistor SMD
RADJ3	200	M1206	Rezistor SMD
RB1	150	M1206	Rezistor SMD
RB2	150	M1206	Rezistor SMD
RB3	150	M1206	Rezistor SMD
RE	400	M1206	Rezistor SMD
RGND	0	M1206	Rezistor SMD
ROUT1	100	M1206	Rezistor SMD
RS1	0	M1206	Rezistor SMD
RS2	0	M1206	Rezistor SMD
RS3	0	M1206	Rezistor SMD
RVÝST	390	M1206	Rezistor SMD
RVST	50	M1206	Rezistor SMD
UB2	1,6/0,8		pin pro připojení předpětí
UVÝST	1,6/0,8		pin pro připojení kabelů
UVST		BNC	Výstupní BNC konektor
UVST1	1,6/0,8		pin pro připojení kabelů
V+	1,6/0,8		pin pro připojení napájení
V-	1,6/0,8		pin pro připojení napájení

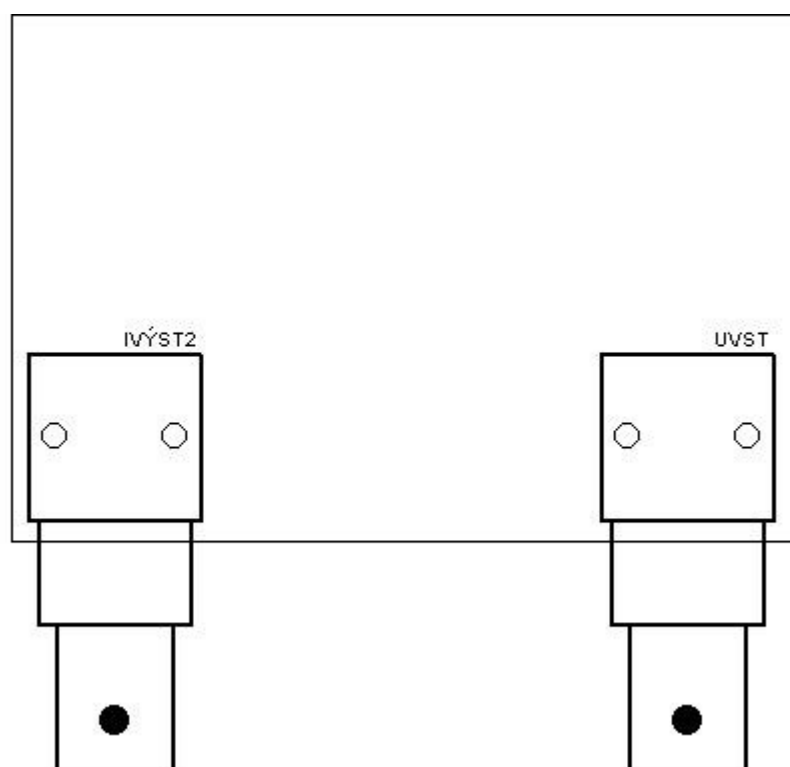
### A.3 Obraz spojů navrstvě top



### A.4 Rozložení součástek strana top



## A.5 Rozložení součástí strana bottom



## A.6 Realizovaný přesný proudový usměrňovač

